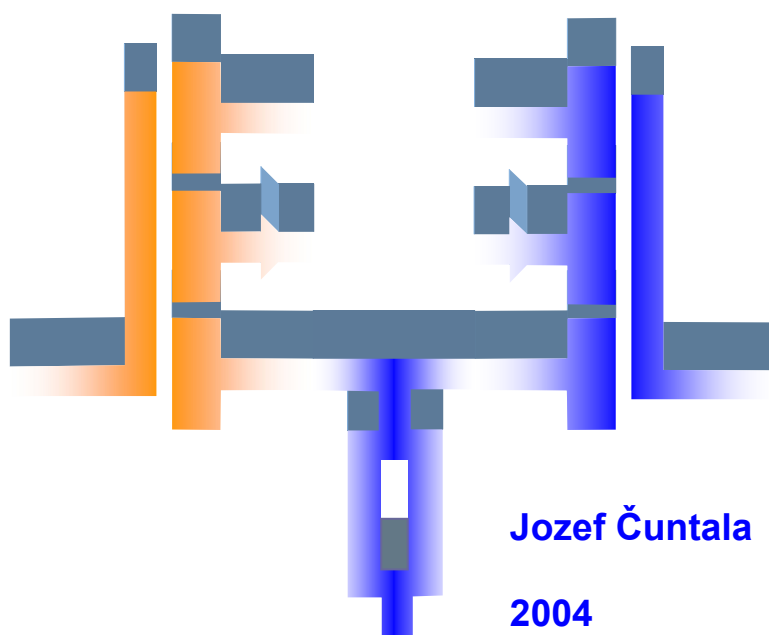


ELEKTRONIKA 1

ŽILINSKÁ UNIVERZITA

Elektrotechnická fakulta

Katedra elektroniky a elektrotechnológie



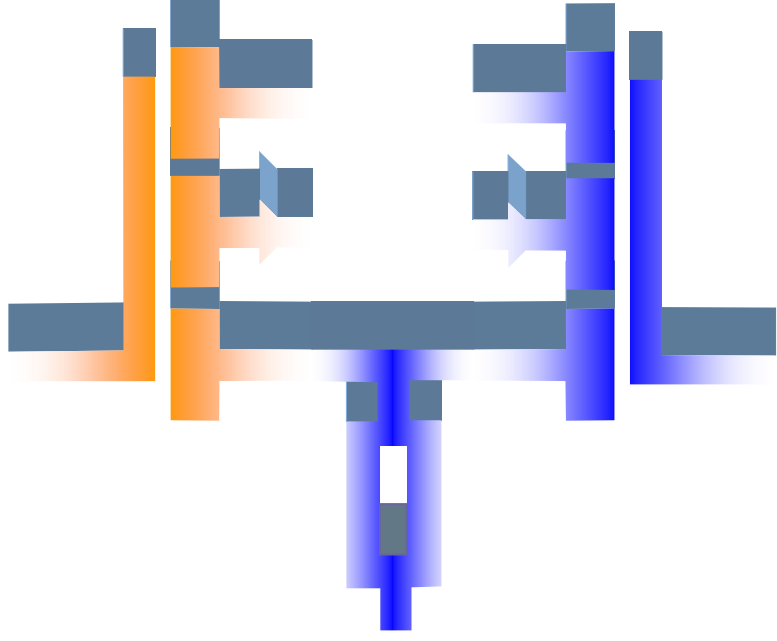
Jozef Čuntala

2004

© Jozef Čuntala, 2004

- 1** REKAPITULÁCIA FYZIKÁLNYCH POZNATKOV O POLOVODIČOCH A PN PRIECHODE
- 2** POLOVODIČOVÉ DIÓDY
- 3** BIPOLÁRNE TRANZISTORY
- 4** TRANZISTORY OVLÁDANÉ ELEKTRICKÝM POĽOM
- 5** ZÁKLADNÉ OBVODY S BIPOLÁRNYMI TRANZISTORMI
- 6** NAPĀŤOVÁ A PRÚDOVÁ SPĀTNÁ VĀZBA
- 7** KOMBINOVANÉ ZOSILŇOVACIE STUPNE
- 8** VÝKONOVÉ ZOSILŇOVAČE
- 9** DIFERENČNÉ ZOSILŇOVAČE
- 10** OPERAČNÉ ZOSILŇOVAČE
- 11** VIACVRSTVOVÉ SPÍNACIE SÚČIASTKY
- 12** OPTOELEKTRONICKÉ SÚČIASTKY
- 13** TRANZISTOROVÉ SPÍNAČE

ELEKTRONIKA 1



ÚVOD

Skriptá ELEKTRONIKA 1 sú svojim obsahom určené pre študentov 2. ročníka Elektrotechnickej fakulty Žilinskej univerzity v Žiline. Dobré služby môžu poskytnúť aj ostatným záujemcom, ktorí chcú získať základné vedomosti širokého spektra teoretických a praktických problémov v elektronike. Pri štúdiu sa predpokladajú všeobecné vedomosti z fyziky polovodičov a teoretickej elektrotechniky.

Tabuľka 1.

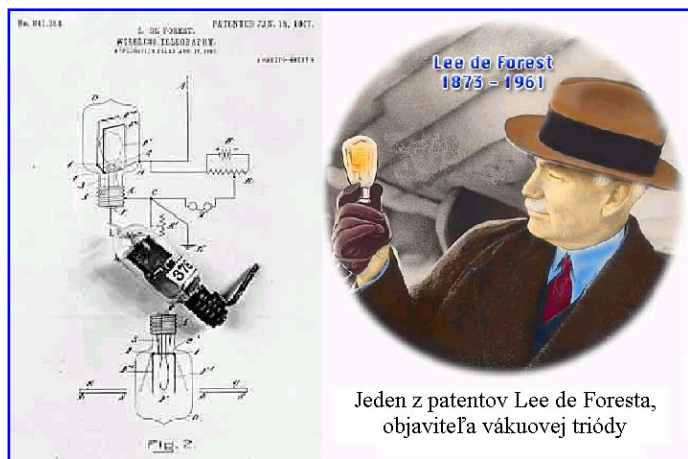
MEDZNÍKY V ELEKTRONIKE	
Rok:	Udalosť:
1884	Ustanovený Americký inštitút elektrického inžinierstva (AIEE)
1895	Marconi realizuje prvé rádiové prepojenie
1904	Flemingov objav vákuovej diódy - začiatok éry elektroniky
1906	Pickard vytvára hrotový kontakt na princípe tuhej fázy (kremík)
1906	Deforestov objav vákuovej triódy
1910 -1911	Nástup výroby vákuových prvkov
1912	Založený Rádio inžiniersky inštitút
1907 - 1927	Vývoj rádiového prijímača na báze diódy a triódy
1920	Armstrong objavil superheterodynný prijímač (zmiešavací princíp)
1925	Demonštrácia televízie
1927 -1936	Vývoj viacmriežkových vákuových prvkov
1933	Arstromg objavuje frekvenčnú moduláciu (FM)
1935	Heil prijíma Britský patent poľom riadeného prvku
1940	Vývoj radaru počas druhej svetovej vojny
1947	Barden, Brattain a Shockley objavujú tranzistor v Bellových laboratóriách
1950	Prvá ukážka farebného televízneho vysielania
1952	Shockley popisuje unipolárny poľom riadený tranzistor
1952	Začiatok komerčnej výroby bipolárnych tranzistorov v Texas Instruments
1958	Vývoj prvého integrovaného obvodu Kilby v Texas Instruments a Noyce a Moore v Fairchild Semicondustor
1961	Prvý komerčný číslicový integrovaný obvod ponúkaný firmou Fairchild Semicondustor
1963	AIEE a IRE sa zlúčili do Inštitútu elektrického a elektronického inžinierstva (IEEE)
1967	Prvý polovodičový RAM čip (64) predstavený na konferencii IEEE
1968	Prvý komerčný integrovaný obvod operačného zosilňovača $\mu A-709$ uviedla firma Fairchild Semicondustor
1970	Objav jedno tranzistorovej pamäťovej bunky Dennardom v IBM
1971	Predstavený prvý mikroprocesor 4004 firmou Intel
1972	Predstavený prvý 8-bitový mikroprocesor 8008 firmou Intel
1974	Vyvinutý prvý 1 kbitový pamäťový čip
1974	Predstavený prvý 8-bitový mikroprocesor 8080 firmou Intel
1978	Vyvinutý prvý 16-bitový mikroprocesor
1984	Predstavený megabitový pamäťový čip
1995	Predstavený gigabitový pamäťový čip

Termín elektronika sa začal používať ako názov vednej disciplíny postupne a pomerne neskoro od počiatku vývoja. Ako vznikla elektronika? Za počiatok vzniku elektroniky ([pozri tab. 1](#)) možno považovať vynález prvej elektrónky s dvomi elektródami - diódy. Diódu zhotovil anglický elektrotechnik John Ambros Fleming v roku 1904. V sklenenej vzduchoprázdnej banke umiestnil

elektricky rozžeravované vlákno (katóda) a kovovú doštičku s kladným potenciálom oproti katóde (anóda). Elektrický prúd prechádzal vzduchoprázdny prostredím medzi katódou a anódou. Tejto skutočnosti predchádzali pokusy nemeckého fyzika Johana Wilhelma Hittorfa (1884) i slávneho Thomasa Alva Edisona.

Ďalší veľký vynález prišiel na svet v roku 1906. Vtedy americký elektrotechnik [Lee de Forest](#) predstavuje novú elektrónku - triódu. Prúd elektrónov medzi katódou a anódou ovládal záporným potenciálom mriežky (tretia elektróda). Prvý krát v histórii sa podarilo pomocou tohoto princípu zosilňovať slabý elektrický signál. Od roku 1915 sa začína praktické využívanie a zdokonaľovanie elektrónok.

Približne po štyridsiatich rokoch vývoja vákuových súčiastok prišiel osudový rok elektrónky. Traja americkí fyzici John Bardeen, Walter Houser Brattain a William Bradford Shockley predstavili v závere roka 1947 svetu tranzistor. Efekt zosilnenia signálu sa v tranzistore podarilo dosiahnuť v pevnej fáze dômyselnou



štruktúrou polovodiča. Odvtedy elektronika prešla dvoma zásadnými zmenami. Prvá znamená technologickú inováciu od elektrónok k tranzistorom, druhá zmena je charakteristická integráciou elektrických obvodov.

Vývoj materiálov pevnej fázy a následný rozvoj výroby integrovaných obvodov spôsobilo revolúciu v elektronike. Použitím kremíka ako východiskového materiálu, môžeme vyrábať integrované obvody (IO), ktoré majú stovky miliónov elektronických prvkov na čipe IO s rozmermi niekoľkých cm². Výroba IO je typický prípad

procesu, kde sa uplatňujú poznatky viacerých vedných disciplín fyziky, chémie, elektrického inžinierstva, materiálového inžinierstva, strojárstva a metalurgie.

Časový vývoj tranzistorizácie dokumentuje [tab.2](#). Všetky technologické zmeny do roku 1958 sa týkali tranzistora ako diskretnej súčiastky. Prvý integrovaný obvod navrhol [Jack S. Kilby](#) pre firmu Texas Instruments v roku 1958. To je medzník nástupu integrovaných obvodov. Triedenie integrovaných obvodov podľa zložitosti je zobrazené v [tab.3](#). Každá kategória integrovaných obvodov prináša zvýšenie počtu tranzistorov na čipe. Zvýšenie počtu tranzistorov na čipe sa dosiahlo zväčšením čipu a zmenšením lineárnych

Tabuľka 2

Hrotový tranzistor	1947
Monokryštál germánia	1950
Tranzistor s PN priedchodom	1951
Tranzistor FET s izoláciou PN priedchodu	1951
Monokryštál kremíka	1952
Maskovací proces oxidom kremíka	1954
Kremíkové tranzistory s PN priedchodom	1954
Tranzistor s difúznou bázou	1955
Planárny tranzistor	1959
Epitaxný tranzistor	1960
Tranzistor MOS	1960
Dióda so Schottkyho priedchodom	1960

Tabuľka 3

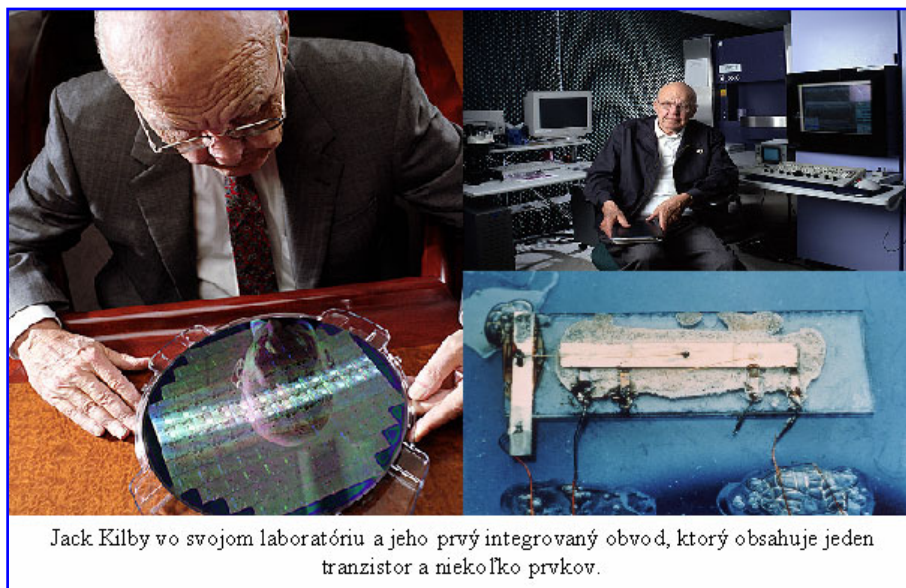
Úroveň integrácie:	Používané označenie:	Rozmer detailu [μm]:
Malá integrácia	SSI	15
Stredná integrácia	MSI	15
Veľká integrácia	LSI	8 - 6
Veľmi veľká integrácia	VLSI	3 - 1
Ultra integrácia	ULSI	<1
Giga integrácia	GSI	nanotechnológie

rozmerov tranzistorov. Vyspelosť technológie je lepšie vyjadrená rozmerom detailu na maskách integrovaného obvodu.

Integrované obvody umožňujú projektovať také systémy, ktoré sa v čase elektrónok a tranzistorov nedali riešiť z pohľadu rozmerov, spotreby energie, spoľahlivosti, ceny atď. Číslicové obvody postupne vytlačajú z pozícií analógové obvody, pretože pracujú presne a spoľahlivo a sú lacnejšie. Za všetky číslicové systémy si pripomeňme presadenie mikroprocesora v roku 1971. Význam tohoto zložitého číslicového systému spočíva v jeho univerzálnosti riešiť rôzne úlohy zmenou programu (procedurálna metóda praktického riešenia problému). Súbežne s presadzovaním mikroprocesora sa uplatňujú v praxi aj programovateľné logické súčiastky charakteristické univerzálnosťou číslicového systému pre riešenie rôznych úloh naprogramovaním štruktúry (štrukturálna metóda praktického riešenia problému).

Na spracovávaní kapitol 1, 2, 4, 11, 12, 13 sa podieľal Prof. Ing Milan Kejzlar, PhD. Autori si dali za úlohu širokospektrálnou optikou pohľadu postihnúť na malom priestore výklad základných prvkov a obvodov v elektronike s ktorými sa čitateľ stretáva v praxi. Preto sa v predložených učebných textoch presadzujú viac názorné a inžinierske prístupy výkladu problémov.

Jozef Čuntala





1 REKAPITULÁCIA FYZIKÁLNYCH POZNATKOV O POLOVODIČOCH A PN PRIECHODE

V tejto kapitole pripomenieme stručne poznatky z fyziky polovodičov, ktoré sú dôležité pre prácu s polovodičovými súčiastkami.

1.1 Fermi - Diracova rozdeľovacia funkcia

$$P_{(e)} = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{W - W_F}{kT}\right)} \quad (1.1)$$

Fermi - Diracova rozdeľovacia funkcia určuje pravdepodobnosť $P_{(e)}$ obsadenia dovolenej energetickej hladiny W elektrónom. Pravdepodobnosť obsadenia závisí ešte od teploty T , respektíve Boltzmannovho napätia U_T .

Pri teplote $T=0$ °K má Fermiho rozdeľovacia funkcia priebeh skokovej funkcie. Znamená to, že nad Fermiho hladinou W_F je pravdepodobnosť obsadenia hladiny W elektrónom nulová a pod touto hladinou sa rovná jednej.

Pri stúpajúcej teplote stráca rozdeľovacia funkcia skokový charakter, pravdepodobnosť obsadenia W_F je však trvalo 0,5. Pre vlastný (intrinzičný) polovodič ($n_e = n_d$) vzniká pri $T > 0$ elektrónová aj dierová vodivosť.

V polovodiči s prísadou donorových atómov je energia W_F nad stredom zakázaného pásu, pravdepodobnosť $P_{(e)}$ vo vodivostnom páse je pri $T > 0$ väčšia, prevláda elektrónová vodivosť. V polovodiči s prísadou akceptorových atómov je energia W_F pod stredom zakázaného pásu, pravdepodobnosť $P_{(e)}$ vo vodivostnom páse je pri $T > 0$ menšia, prevláda dierová vodivosť.

1.2 Driftový a difúzny prúd

Prúdová hustota \mathbf{j} ($=I/S$) v polovodičoch má elektrónovú a dierovú zložku:

$$\mathbf{j} = \mathbf{j}_e + \mathbf{j}_d \quad (1.2)$$

Prúd vyvolaný elektrickým poľom \mathbf{E} je prúd **driftový**. Pre tento prúd platí:

$$\mathbf{j}_{e\text{drift}} = e \cdot n_e \cdot b_e \cdot \mathbf{E} \quad (1.3)$$

$$\mathbf{j}_{d\text{drift}} = e \cdot n_d \cdot b_d \cdot \mathbf{E} \quad (1.4)$$

kde	e	je náboj elektrónu	$1,6 \cdot 10^{-19} \text{C}$
	n_e	je koncentrácia elektrónov	$[\text{m}^{-3}]$
	n_d	je koncentrácia dier	$[\text{m}^{-3}]$
	b_e	je pohyblivosť elektrónov	$[\text{m}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}]$
	b_d	je pohyblivosť dier	$[\text{m}^2 \text{V}^{-1} \text{s}^{-1}]$

Ak koncentrácia nosičov nie je lokálne konštantná, vytvorí sa **difúzny** prúd; je dôsledkom rozdielov koncentrácie a jeho hustotu určuje 1. Fickov zákon:

$$\mathbf{j} = -D \text{ grad } C \quad (1.5)$$

kde \mathbf{j} je hustota ľubovoľných častíc s koncentráciou C , difúzna konštanta D má rozmer $[\text{m}^2 / \text{s}]$.

Difúzna zložka prúdovej hustoty [1]:

$$\mathbf{j}_{edif} = -e \cdot \mathbf{j} = +e \cdot D_e \cdot \text{grad } n_e \quad (1.6)$$



$$\mathbf{j}_{\text{dif}} = +e \cdot \mathbf{j} = -e \cdot D_d \cdot \text{grad } n_d \quad (1.7)$$

a celková prúdová hustota je:

$$\mathbf{j} = \mathbf{j}_e + \mathbf{j}_d = \mathbf{j}_{\text{edrift}} + \mathbf{j}_{\text{edif}} + \mathbf{j}_{\text{ddrift}} + \mathbf{j}_{\text{ddif}} \quad (1.8)$$

pričom:

$$\mathbf{j}_e = e \cdot n_e \cdot b_e \mathbf{E} + e \cdot D_e \cdot \text{grad } n_e \quad (1.9a)$$

$$\mathbf{j}_d = e \cdot n_d \cdot b_d \mathbf{E} + e \cdot D_d \cdot \text{grad } n_d \quad (1.9b)$$

1.3 Difúzna dĺžka

Elektrón alebo diera difundujú v svojej dobe života do vzdialenosti L_e alebo L_d , pričom táto vzdialenosť sa označuje ako difúzna dĺžka. Platí:

$$L_e = \sqrt{D_e \tau_e} \quad \text{a} \quad L_d = \sqrt{D_d \tau_d} \quad (1.10)$$

Difúzne konštanty kremíka pri + 25 °C sú:

$$D_e = 35 \text{ cm}^2/\text{s}$$

$$D_d = 13 \text{ cm}^2/\text{s}$$

1.4 Einsteinov vzťah

Einsteinov vzťah formuluje úzku súvislosť medzi difúznou konštantou a pohyblivosťou voľných častíc náboja:

$$D_e / kT = b_e \quad (1.11a)$$

$$D_d / kT = b_d \quad (1.11b)$$

Fyzikálny zmysel Einsteinovho vzťahu je ekvivalencia teplotného gradientu a intenzity elektrického poľa \mathbf{E} :

$$kT/e = U_T \quad (1.12)$$

pričom kT/e je tepelný voltekvivalent (pri izbovej teplote 300 °K je $U_T = 26 \text{ mV}$).

Difúzia nosičov v gradiente koncentrácie prebieha rovnako, ako tok prúdu pod vplyvom gradientu elektrického potenciálu.

1.5 Vzťah koncentrácie n_e a n_d

$$n_e n_d = n_i^2 \quad (1.13)$$

kde n_i je intrinzičná koncentrácia.

Vzťah (1.13) ukazuje, že nárast n_d o x rádov znamená pokles n_e o x rádov.

1.6 PN priechod

Zatiaľ čo v homogénnom polovodiči platí Ohmov zákon (do hodnôt intenzity \mathbf{E} , pri ktorých na voľnej dráhe nedosiahnu elektróny rýchlosť porovnateľnú s tepelnou rýchlosťou elektrónov), bude v nehomogénom polovodiči voltampérová charakteristika nelineárna a nesúmerná.

Naviac, veľkosť prúdu pri rovnakom napätí závisí na smere \mathbf{E} . Polovodič so zámerne realizovanou veľkou nehomogenitou, možno použiť k usmerňovaniu striedavých napätí, detekcii vŕ signálov apod.

Ďalej budeme uvažovať strmý a symetrický PN priechod, vytvorený vhodnou technológiou v jednom kryštále kremíka, ktorého koncentrácie n_e a n_d sú naznačené na [obr. 1.1](#).

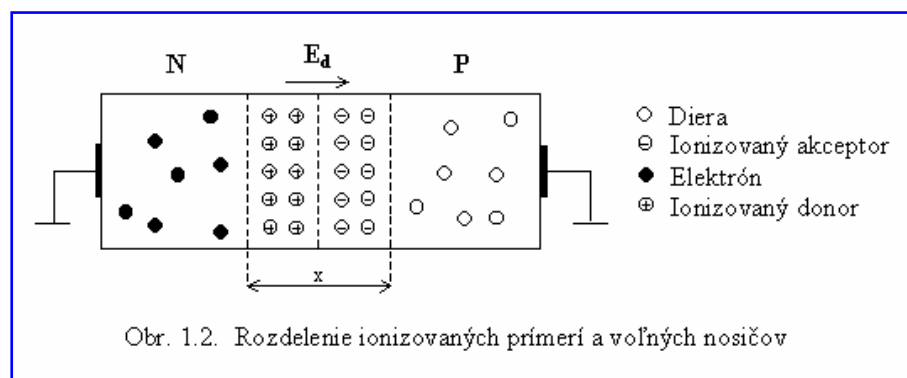
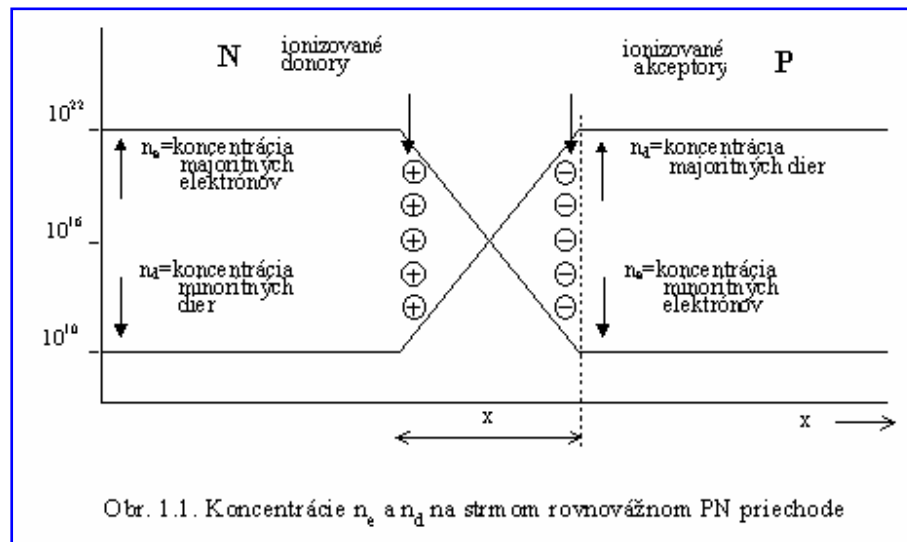
Výpočet koncentrácie minoritných nosičov:

$$n_e n_d = n_i^2$$

napríklad pri $n_i = 10^{16} \text{ m}^{-3}$ bude v polovodiči typu P $n_e = n_i^2 / n_d = 10^{32} / 10^{22} = 10^{10} \text{ m}^{-3}$

Z obr. 1.2 je zrejmé, že v oblasti PN priechodu označenej x prešli pohyblivé diery difúziou do polovodiča typu N a zanechali po sebe záporné, nepohyblivé ionizované akceptory. Zo strany polovodiča typu N prešli difúziou z oblasti priechodu elektróny do polovodiča typu P a zanechali v oblasti priechodu nepohyblivé kladné ionizované donory. V šírke x vznikla oblasť ochudobnená o pohyblivé nábojové nosiče (ochudobnená oblasť) s vlastnosťami podobnými dielektriku (využíva sa to pri vhodnom pôľovaní vo varikapoch). Elektrické pole E , ktoré vytvorili kladné ionizované donory na

1



strane N a záporné ionizované akceptory na strane P zabraňuje ďalšej difúzii pohyblivých nosičov cez oblasť PN priechodu. Ak na PN priechod nie je pripojené externé napätie a priechod je v termodynamickej rovnováhe, pri ktorej vnútorné elektrické pole E ionizovaných nepohyblivých nábojov bude tak silné, že driftový prúd elektrónov a dier je kompenzovaný rovnako veľkým difúznym prúdom týchto nosičov, je na PN priechode **difúzne napätie**, ktoré odvodíme nasledovne :

Prúdovú hustotu tvorí **driftová** a **difúzna** zložka. Ak uvažujeme:

$$E_d = -dV_j / dx, \quad (1.14)$$

kde V_j je potenciál, potom na základe (1. 9) dostaneme:

$$\mathbf{j}_e = -e n_e b_e (dV_j / dx) + e D_e (dn_e / dx) \quad (1.15)$$

Po vytvorení PN priechodu (bez externého napätia a za termodynamickej rovnováhy) vzniká rovnováha, pri ktorej:

$$e D_e (dn_e / dx) = e n_e b_e (dV_j / dx) \quad (1.16)$$

$$dV_j = (D_e / b_e) \cdot dn_e / n_e \quad (1.17)$$

a pri platnosti Einsteinovho vzťahu (1.11) $D_e/b_e = kT/e$:

$$dV_j = (kT/e) \cdot (dn_e/n_e) \quad (1.18)$$

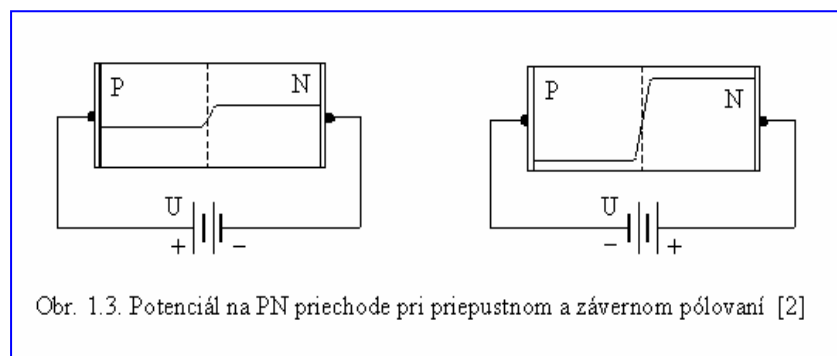
Diferenciálnu rovnicu (1.18) integrujeme v medziach rovnovážnych koncentrácií elektrónov na strane P a na strane N. Difúzne napätie je potom:

$$U_D = V_N - V_P = \frac{kT}{e} \int_{n_{ep}}^{n_e} \frac{dn_e}{n_e} = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_e}{n_{ep}}, \quad (1.19)$$

kde:

n_e je rovnovážna hustota elektrónov v polovodiči typu N (majoritných),

n_{ep} je rovnovážná hustota elektrónov v polovodiči typu P (minoritných).



Obr. 1.3. Potenciál na PN priedohde pri priepustnom a závernom pólovaní [2]

$$U_D = \frac{kT}{e} \ln \frac{n_e}{n_{ep}} \quad (1.20)$$

Veľkosť difúzneho napätia bežných priedohodov z germánia je 200 - 400 mV a v kremíku 560 - 700 mV. Treba poznamenať, že pri izbovej teplote sa U_D mení približne 60 mV na dekádu zmeny rovnovážnej koncentrácie nosičov.

Potenciál na PN priedohde sa podstatne mení pri priepustnom a nepriepustnom orientovaní priedohdu, ako to ukazuje obr. 1.3.

1.7 Voltampérová charakteristika ideálneho PN priedohdu a diódová rovnica

W. Shockley (1950) formuloval veľkosť prúdu, ktorý tečie cez PN priedohod. Shockleyova rovnica bola odvodená z rovnice kontinuity za určitých predpokladov [1]:

$$I = I_0 [\exp(eU/kT) - 1] \quad (1.21)$$

kde I_0 je nasýtený (saturačný) prúd diódou v nepriepustnom smere; jeho veľkosť takmer nezávisí od veľkosti napätia, zväčšuje sa však s teplotou. Pre Si diódy je pri $+20^\circ\text{C}$, $I_0=10\text{ nA}$ a pri zvýšení teploty o $+8^\circ\text{C}$ sa zdvojnásobuje.

Rovnica (1.21) býva písaná aj nasledovne:

$$I = I_0 [\exp(U/U_T) - 1] \quad (1.22)$$

kde U_T je teplotné napätie ($U_T = kT/e$ - napätie, ktoré elektrónu udelí rovnakú energiu, ako je kT ($= eU_T$); niekedy býva U_T nazývané ako Boltzmannovo napätie. Veľkosť U_T pri 20°C je 0,025 V (25mV)).

Treba poznamenať, že reálna charakteristika na [obr. 1.4](#) sa od vypočítanej charakteristiky odlišuje (pozri rovnice (1.21) a (1.22)). Okrem iného nie sú rešpektované objemové odpory polovodičového materiálu, prívodov a prerazenie v nepriepustnom smere.

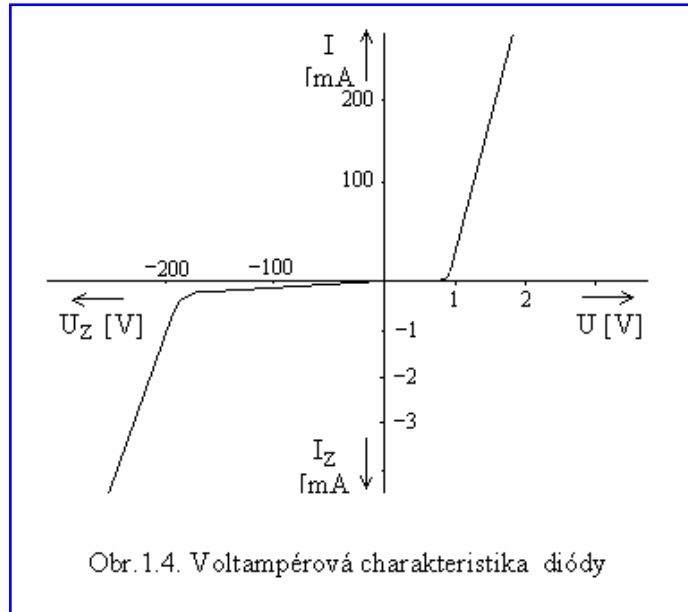
1.8 Prerazenie PN priechodu

Z fyziky a elektrotechnológie je známe, že existujú tri odlišné fyzikálne mechanizmy prerazenia PN priechodu:

- **LAVÍNOVÝ PRIERAZ**, ktorý vzniká na širokých (málo dotovaných) PN priechodoch.
- **ZENEROV** alebo **TUNELOVÝ PRIERAZ**, ktorý vzniká na úzkych (silno dotovaných) PN priechodoch.
- **TEPELNÝ PRIERAZ**, ktorý sa rozvíja pri prúdovom alebo tepelnom preťažení a ktorý vedie k deštrukcii PN priechodu.

Zatiaľ čo lavínový a Zenerov prieraz sa využíva pre realizáciu stabilizačných diód, tepelnému prerazeniu diódy je nutné zabrániť pre nebezpečie deštrukcie.

Poznamenávame, že prierazné napätie lavínového prerazenia ($U_p > 5,5 \text{ V}$) má kladný teplotný súčiniteľ ($TK_{U_p} = (\Delta U_p / U_p) \cdot \Delta T^{-1}$). Pierazne napätie Zenerovho prierazu ($U_p < 5,5 \text{ V}$) má záporný teplotný koeficient.





Literatúra ku kapitole 1

- [1] FRANK, H., ŠNEJDAR, V.: Principy a vlastnosti polovodičových součástek, SNTL Praha 1976
- [2] STRÁNSKÝ J. A KOL.: Polovodičová technika I, SNTL/ALFA 1973

2 POLOVODIČOVÉ DIÓDY



Základné vlastnosti polovodičových diód sú určené hlavne priebehom statickej voltampérovej charakteristiky (obr.1.4). Pri aplikácii diódy v striedavom alebo impulznom obvode je dôležité poznať aj dynamické parametre.

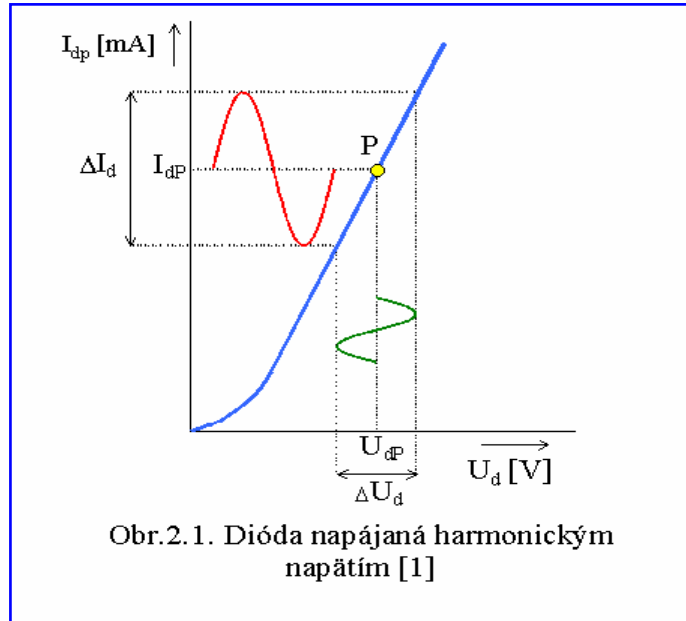
Ako bolo uvedené v kapitole 1.7 je možno analyticky opísať volt-ampérovú charakteristiku polovodičovej diódy Shockleyovou rovnicou (1.21), (1.22).

2.1 Statický a dynamický odpor diódy

Statický odpor v určitom pracovnom bode diódy P je určený vzťahom:

$$R_{ST} = U_{dP} / I_{dP} \quad (2.1)$$

Je zrejmé, že odpor diódy sa bude v rôznych pracovných bodoch výrazne meniť. Ak tento (R) odpor v určitom bode P vypočítame, môžeme diódu pri analýze obvodu pre bod P nahradiť rezistorom R.



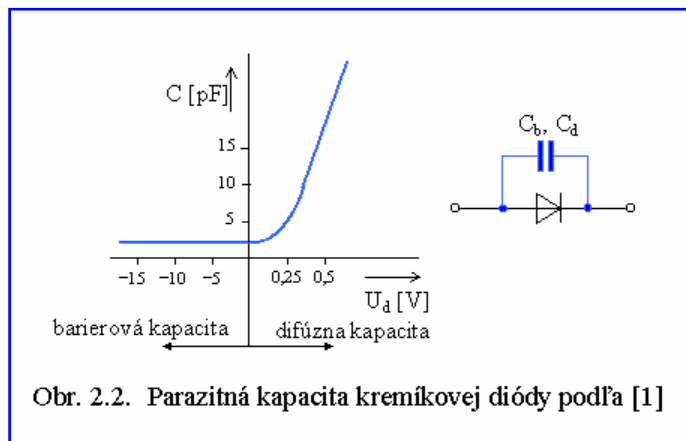
Uvažujeme diódu aplikovanú v obvode, v ktorom je na jednosmerné napätie superponované striedavé napätie s harmonickým priebehom podľa obr. 2.1.

Pri malom rozkmitení harmonického signálu predpokladáme pohyb pracovného bodu iba v jeho lineárnom okolí, takže dynamický odpor diódy bude:

$$r_d = \frac{\Delta U_d}{\Delta I_d} \quad (2.2)$$

2.2 Parazitná kapacita polovodičovej diódy

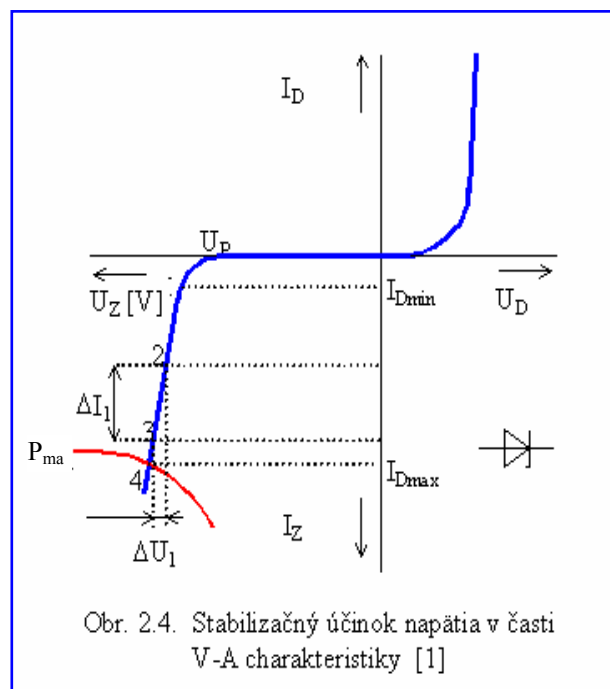
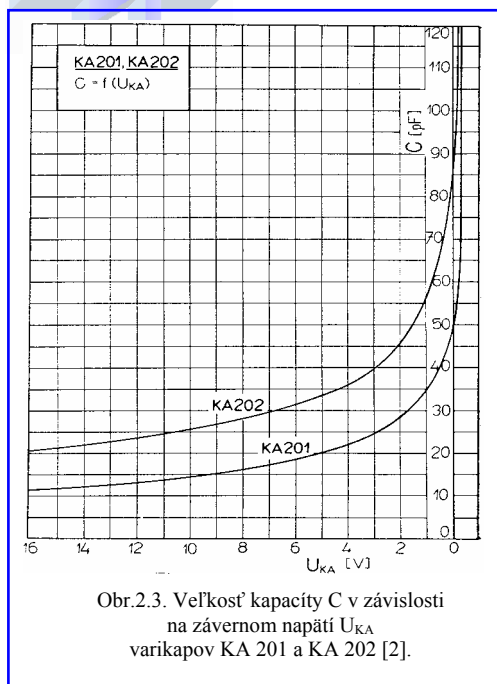
Pri aplikácii diódy vo vysokofrekvenčných, alebo rýchlych spínacích obvodoch sa u polovodičových diód prejavujú **barierové** kapacity (pri nepriepustnej orientácii diódy) a **difúzne** kapacity (pri priepustnej orientácii diódy). Príklad napät'ovej závislosti kapacity kremíkovej diódy je podľa [1] na obr. 2.2.



2.3 Druhy polovodičových diód

2.3.1 Varikap

Diódy, ktoré využívajú napät'ovú závislosť kapacity nepriepustne orientovaného PN priechodu, sa nazývajú **varikapy**. Používajú sa napr. na plynulé ladenie rezonančných obvodov alebo samočinné doladovanie oscilátora.



Varikapy (varaktory) využívajú napät'ovú závislosť barierovej kapacity. Možno ju vyjadriť vzťahom:

$$C = K \cdot U_Z^{-n}, \quad (2.3)$$

kde K je konštanta určená kapacitou PN priechodu pri $U_Z = 0$, n je $1/2$ pre strmý a $1/3$ pre lineárny profil PN priechodu.

Stratový činiteľ $\text{tg}\delta = \omega C R_s$, kde R_s je sériový odpor diódy.

Veľkosť kapacity v závislosti na závernom napätí vybraných typov varikapov je na [obr. 2.3](#).

Okrem varikapov sa vyrábajú kapacitné diódy pracujúce s veľkým vf signálom; sú to **varaktory**, u ktorých sa v priebehu perody vf napätia výrazne mení kapacita. K vf signálu sa varaktor správa ako nelineárny kapacitor (vznikajú na ňom vyššie harmonické). Varaktor pracuje s približne rovnakými elektrickými parametrami ako varikap, technologicky ale musí byť realizovaný na malý tepelný odpor a čo najväčšiu nelineárnu závislosť $C = f(u)$.

2.3.2 Stabilizačné diódy

Stabilizačné (nepresne označované ako Zenerove) diódy sa využívajú ako stabilizátory napätia, obmedzovače, prípadne referenčné prvky stabilizátorov.

Na stabilizáciu napätí sa využíva oblasť takmer lineárnej časti V-A charakteristiky (v nepriepustnej orientácii diódy) medzi U_p a I_{Dmax} (pozri [obr. 2.4](#)). Táto časť charakteristiky vykazuje veľmi malý dynamický odpor ($R_D = \Delta U / \Delta I$).

Stabilizačné diódy rozdeľujeme na Zenerove diódy ($U_p < 5.5$ V) a lavínové diódy ($U_p > 5.5$ V). Rozdielne tepelné závislosti boli uvedené v časti 1.8. Obvod, ktorý zabezpečuje stabilizáciu je na [obr.2.5](#).

Na spotrebiči (odpore zaťaže) R_Z má byť stabilizované napätie U_2 . Nestabilizované napätie napájania U_1 musí byť min. 1,5 krát vyššie, než U_2 . Prúd stabilizačnou diódou volíme v rozsahu $(0,5 - 1)I_2$.

Pri zmenách R_Z (a I_2) nesmie prúd I_D nikdy klesnúť pod I_{Dmin} (pri max. I_2) a pri najnižšom I_2 nesmie I_D prekročiť I_{Dmax} (pozri obr.2.4).

Pracovný bod pre prúd I_D volíme približne v strede lineárneho úseku V-A charakteristiky. Podľa zvoleného I_D a U_2 volíme v katalógu typ diódy aj z hľadiska výkonu ($P=U_2 \cdot I_{Dmax}$).

Prúd rezistorom R_1 je I_1 a jeho veľkosť je súčet prúdov I_D a I_2 :

$$I_1 = I_D + I_2 \tag{2.4}$$

Veľkosť rezistora R_1 určíme z rovnice:

$$R_1 = \frac{U_1 - U_2}{I_1} = \frac{U_1 - U_2}{I_D + I_2} \tag{2.5}$$

Činiteľ stabilizácie napätia obvodu podľa obr. 2.5 určuje podľa definície výraz:

$$S = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} = \frac{R_1 + r_d}{r_d} \approx \frac{R_1}{r_d}, \tag{2.6}$$

kde r_d je diferenciálny odpor stabilizačnej diódy v pracovnej oblasti stabilizácie (býva jednotky až desiatky Ω).

Stabilizačné diódy možno používať aj na tvarovanie napät'ových priebehov, napr. symetrický obmedzovač (2 stabilizačné diódy v sérii zapojené v opačnom smere - anódami k sebe) začne obmedzovať pri vstupnom napätí väčšom, než je súčet U_p a napätia v priepustnom smere. Z harmonického priebehu sa tak vytvoria lichobežníkové priebehy obidvoch polarít [3].

2.3.3 Usmerňovacie diódy

Oproti germaniovým a Schottkyho diódam majú **kremíkové diódy** väčší úbytok napätia v priepustnom smere, ale znášajú vyššie pracovné teploty, majú nepatrný prúd v nepriepustnom smere a vyrábajú sa pre nepriepustné napätia až do niekoľkých kV.

Základné zapojenia usmerňovacích diód sú uvedené v [tabuľke 2.1](#).

Tab. 2.1. Usmerňovacie obvody s rezistorovou záťažou [2.4]

Zapojenie usmerňovača		
jednocestné	dvojcestné	
	so stredom vinutia	môstikové
$U_{1M}=1,14 \cdot U_{1ef}$	$U_{1M}=1,14 \cdot U_{1ef}$	$U_{1M}=1,14 \cdot U_{1ef}$
$U_{1ef}=2,22 \cdot U_2$	$U_{1ef}=1,11 \cdot U_2$	$U_{1ef}=1,11 \cdot U_2$
$U_{RM}=3,14 \cdot U_2$	$U_{RM}=3,14 \cdot U_2$	$U_{RM}=1,57 \cdot U_2$
$I_{FM}=3,14 \cdot I_2$	$I_{FM}=1,57 \cdot I_2$	$I_{FM}=1,57 \cdot I_2$

Vzťahy v spodnej časti tabuľky platia pre sínusový priebeh $u_1=U_{1M} \cdot \sin 2\pi f$ a $R_S = 0$. R_S reprezentuje súhrn odporových strát v usmerňovači.

Ostatné veličiny predstavujú:

u_1 - okamžité napätie, U_{1M} - špičkové napätie, U_{ef} - efektívne napätie, U_{RM} - špičkové nepriepustné napätie diódy,

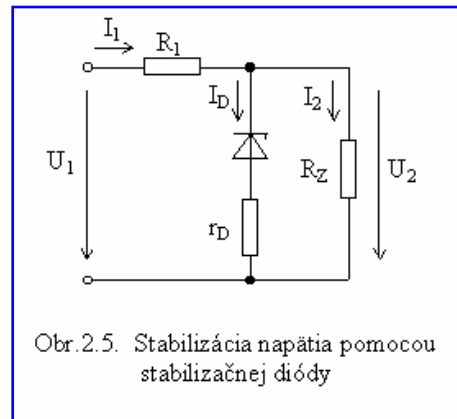
I_{FM} - špičkový priepustný prúd diódy, i_2 - okamžitý prúd, I_2 - stredný prúd, u_2 - okamžité napätie, U_2 - stredné napätie na výstupe usmerňovača.

2.3.4 Schottkyho diódy

Schottkyho diódy sú vytvorené obvykle malým plošným priechodom typu kov - polovodič (napr. naparená zlatá vrstva na Si, prípadne hliníková vrstva na polovodiči typu N). Usmerňujúci účinok styku kov - polovodič, vznikajúci za určitých podmienok je známy z fyziky.

Schottkyho diódy majú nižšie napätie, pri ktorom začína v priamom smere pretekať prúd (cca 0,3 - 0,35V) než kremíkové diódy s PN priechodom. Používajú sa v spínačoch, usmerňovačoch, integrovaných obvodoch, kde zabraňujú presýteniu tranzistorov a tým urýchľujú spínanie (spínacie časy sú rádovo pikosekundy).

Nakoľko vykazujú dobré spínacie a veľmi dobré šumové vlastnosti, uplatňujú sa aj v kruhových modulátoroch a zmiešavačoch.



Literatúra ku kapitole 2

- [1] KOVÁŘ, O., REPKA, J.: Elektronika I, Skriptá VŠDS 1996
- [2] Konstrukční katalog polovodičových diod a usměrňovačů, Tesla Rožnov 1972
- [3] KŘIŠŤAN, L., VACHALA, V.: Příručka pro navrhování elektronických obvodů, SNTL Praha, 1982
- [4] ČERMÁK, J.: Kurs polovodičové techniky, SNTL Praha, 1976

3 BIPOLÁRNE TRANZISTORY

Princíp tranzistora objavili v závere roku 1947 dvaja americkí fyzici John Bardeen a Walter Houser Brattain a neskôr ho vysvetlil Wiliam Bradford Shockley. Zosilňovanie slabých elektrických signálov, ktoré sa dovtedy uskutočňovalo vo vyčerpanej banke elektrónky, sa tranzistorom podarilo uskutočniť v pevnej fáze hmoty. Nový princíp významne šetri energiu a podstatne znižuje rozmery zosilňovacieho prvku.

V tranzistore sa používajú obidva druhy voľných nosičov náboja elektróny i diery, preto hovoríme o bipolárnom tranzistore. Názov tranzistor pochádza z anglických slov **TRANS**fer **res**ISTOR, ako názorný pohľad na podstatu tranzistora, transformáciu rezistora zo vstupu na výstup. Tranzistory dnes pracujú spoľahlivo v nevyčísľiteľných elektronických aplikáciách ako diskrétné prvky tak aj súčasť integrovaných obvodov.

3.1 Tranzistorový efekt

Bipolárny tranzistor, podľa [obr. 3.1](#) je vhodne technologicky upravená monokryštalická doštička. Dvomi metalurgickými rozhraniami je táto doštička rozdelená na tri vrstvy. Usporiadanie vrstiev umožňuje vytvárať dve modifikácie tranzistorov:

- **PNP tranzistory**
- **NPN tranzistory**

Každá z vrstiev tranzistora je opatrená kovovým kontaktom. Kontakty sú vyvedené von cez puzdro súčiastky. Jednotlivé vrstvy tranzistorovej štruktúry majú svoje mená, emitor (označujeme E), báza (B), kolektor (C).

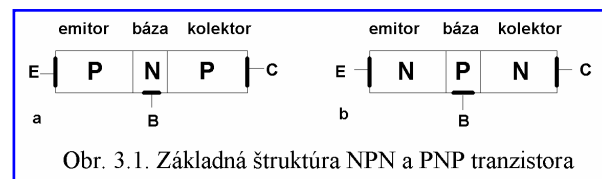
V zobrazenej štruktúre na [obr. 3.1](#) sú dva PN priedchody. V elektrických obvodoch každý z týchto priedchodov môže byť zapojený v priepustnom alebo nepriepustnom smere. Z tohto pohľadu rozoznávame štyri možné režimy činnosti tranzistora:

Nevodivý režim. Obidva priedchody sú orientované v nepriepustnom smere. Tranzistorom prechádza iba nepatrný prúd

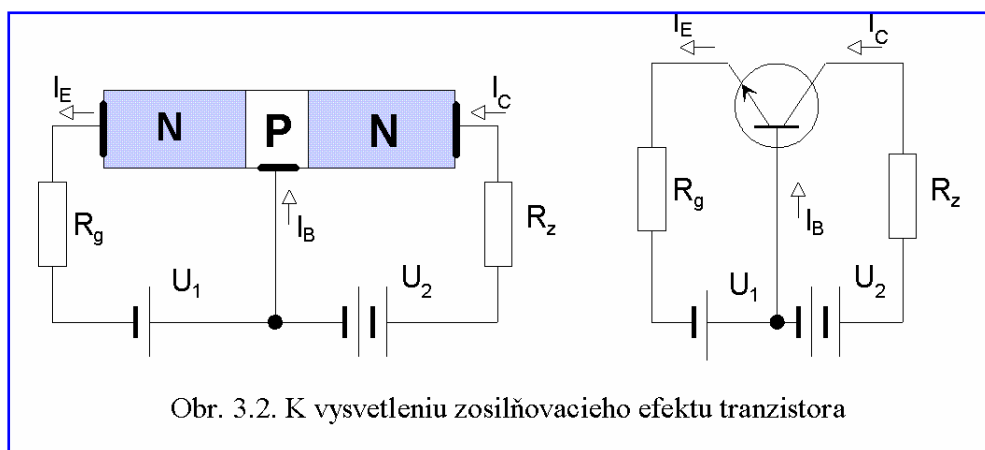
Nasýtený režim. Obidva priedchody sú orientované v priepustnom smere. Tranzistorom prechádza maximálny prúd, ktorý obmedzuje záťaž tranzistora

Aktívny režim. Priedchod E-B je orientovaný priepustne, priedchod B-C je orientovaný nepriepustne.

Inverzný režim. Priedchod B-C je orientovaný priepustne, priedchod B-E je orientovaný



Obr. 3.1. Základná štruktúra NPN a PNP tranzistora



Obr. 3.2. K vysvetleniu zosilňovacieho efektu tranzistora

nepriepustne.

Podľa [obr. 3.2](#) polarita pripojených napätí nastavuje aktívny režim tranzistora. Na zabezpečenie zosilňovacieho efektu je potrebné ešte splniť nasledujúce technologické požiadavky:

Vrstva emitora musí mať podstatne väčšiu koncentráciu prímies ako vrstva bázy. Na [obr. 3.1a](#) to znamená, že koncentrácia akceptorov vo vrstve emitora je omnoho väčšia ako koncentrácia donorov vo vrstve bázy. Podobne na [obr. 3.1b](#) je koncentrácia donorov vo vrstve emitora podstatne väčšia ako koncentrácia akceptorov vo vrstve bázy.

Hrúbka prostrednej bázy má byť veľmi malá, menšia ako difúzna dĺžka dier emitorovej vrstvy PNP tranzistora resp. difúzna dĺžka elektrónov emitorovej vrstvy tranzistora NPN.

V ďalšom sa budeme zaoberať tranzistorovou štruktúrou NPN, ktorá je v stave aktívneho režimu. Vonkajšími zdrojmi napätia U_1 a U_2 orientujeme emitorový priebeh priepustne a kolektorový priebeh nepriepustne. Táto situácia je zobrazená na [obr. 3.2](#). Pretože objemový odpor emitora je oveľa menší ako objemový odpor bázy, bude báza zaplavená veľkým počtom elektrónov z emitora. Báza má takúto možnosť injekcie značne obmedzenú. Injektovaní nosiči v báze len čiastočne rekombinujú a podieľajú sa na prúde bázy. Pravdepodobnosť rekombinácie je znížená ešte aj tým, že báza je veľmi úzka. Takto prevážna väčšina elektrónov prejde od emitorového priebehu cez bázu až ku kolektorovému priebehu. Vplyvom napätia kolektorového priebehu sú menšinoví nosiči - elektróny priťahované vrstvou kolektora. Kolektorový prúd I_C je zmenšený o bázový (rekombinačný) prúd I_B , preto platí:

$$I_C = I_E - I_B \quad (3.1)$$

Pokiaľ na emitorový priebeh nie je pripojené napätie (rozpojený obvod U_1), tečie kolektorovým obvodom malý prúd. Tento prúd nazývame zvyškový kolektorový prúd tranzistora a označujeme ho I_{CB0} .

$$I_C(I_E = 0) = I_{CB0} \quad (3.2)$$

Hodnota prúdu je závislá na koncentrácii minoritných nosičov vo vrstvách, ktoré vytvárajú kolektorový priebeh, na teplote a na priloženom napätí kolektorového priebehu.

Ak začne tečť prúd emitora (pripojíme zdroj U_1), zvýši sa hodnota kolektorového prúdu o zložku αI_E . **Súčiniteľ α sa nazýva jednosmerný prúdový zosilňovací súčiniteľ.** Kolektorový prúd tranzistora potom bude:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} \quad (3.3)$$

Emitorový priebeh má malý odpor. Na vytvorenie emitorového prúdu stačí malé napätie U_1 . Kolektorový prúd má takmer rovnakú hodnotu ako emitorový prúd ($\alpha \approx 1$), tečie cez veľký odpor kolektorového priebehu, aj cez veľký rezistor záťaže R_z . Ak $R_z \gg R_g$, ([pozri obr. 3.2](#)) podiel úbytkov napätia na rezistoroch R_z a R_g môžeme nazvať napät'ové zosilnenie:

$$A_U = \frac{U_{R_z}}{U_{R_g}} = \frac{I_C \cdot R_z}{I_E \cdot R_g} \cong \frac{R_z}{R_g} \gg 1 \quad (3.4)$$

Vzťah (3.4) dokazuje **princíp zosilňovacieho efektu tranzistora**. Prúdové zosilnenie tranzistora je:

$$A_I = \frac{I_C}{I_E} < 1 \quad (3.5)$$

Výkonové zosilnenie je súčin prúdového a napät'ového zosilnenia:

$$A_P = A_I \cdot A_U > 1 \quad (3.6)$$

3.2 Základné zapojenia tranzistorového zosilňovača

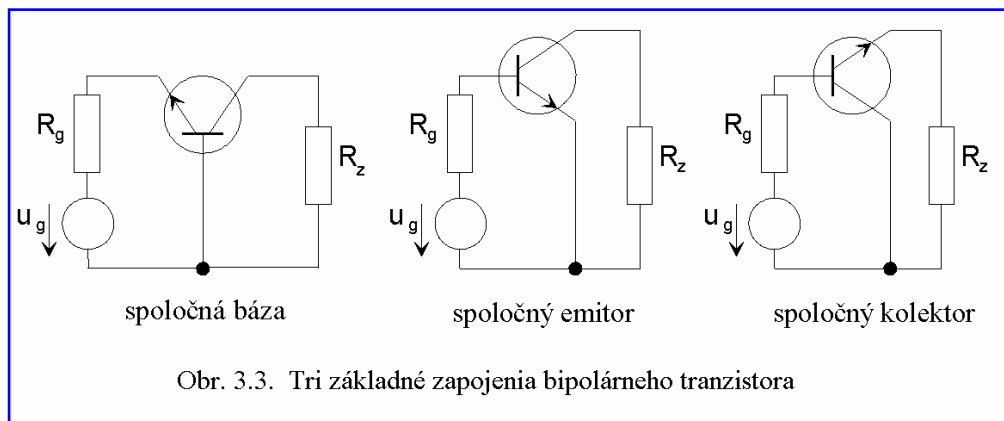
Podľa toho ktorú elektródu tranzistora priradíme vstupu respektíve výstupu zosilňovača, rozoznávame tri základné zapojenia tranzistora:

- zapojenie so spoločnou bázou (skratka SB),
- zapojenie so spoločným emitorom (SE),
- zapojenie so spoločným kolektorom (SC).

Všetky tri základné zapojenia sú zobrazené na [obr. 3.3](#). Na tomto obrázku nie sú zakreslené obvody vonkajších zdrojov napájania, ktoré slúžia na nastavenie pracovného bodu tranzistora. Zdroj u_g s vnútorným odporom R_g predstavuje budiaci zdroj, R_z je rezistor zaťaže.

Vzťahy (3.2-3.6) určili základné vlastnosti obvodu tranzistora so SB. Aké budú základné vlastnosti zapojenia tranzistora so spoločným emitorom?

3



Aj v zapojení SE platí základná rovnica (3.1). Rovnicu (3.3) upravíme tak, aby sme vyjadrili závislosť kolektorového prúdu na bázovom prúde:

$$I_C = \alpha(I_C + I_B) + I_{CB0}$$

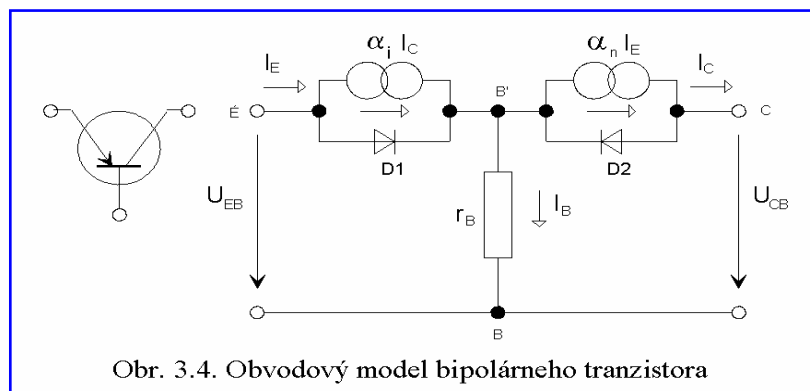
Po úprave poslednej rovnice dostaneme základnú rovnicu pre tranzistor v zapojení so spoločným emitorom:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CB0}}{1-\alpha} = \beta \cdot I_B + I_{CE0} \quad (3.7)$$

Súčiniteľ:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (3.8)$$

nazývame **jednosmerný prúdový zosilňovací súčiniteľ** pre zapojenie tranzistora so spoločným emitorom. Hodnota súčiniteľa β je omnoho väčšia ako 1. Znamená to, že prúdové zosilnenie tranzistora so spoločným emitorom je podstatne vyššie ako pri SB.



Áká je základná rovnica pre zapojenie so spoločným kolektorom? Vychádzame z rovnice (3.7). V zapojení so SC má základná rovnica tranzistora nasledujúci tvar:

$$I_C + I_B = I_E = \beta \cdot I_B + I_B + I_{CE0} = \gamma \cdot I_B + I_{CE0} \quad (3.9)$$

Súčiniteľ:

$$\gamma = \beta + 1 = \frac{1}{1 - \alpha} \quad (3.10)$$

môžeme nazvať jednosmerný zosilňovací súčiniteľ pre zapojenie tranzistora so spoločným kolektorom.

Obvodový model tranzistora pre zapojenie so spoločnou bázou sa dá určiť aplikovaním poznatkov o PN priedhode. Diódová predstava tranzistora v aktívnom režime sa opiera o elektrický obvod na [obr. 3.4](#).

Kvantitatívnu analýzu oboch priedhodov tranzistora dostaneme pre vzájomnú závislosť prúdov a napätí tranzistora rovnice:

$$I_E = A_{11} \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1 \right) + A_{12} \left(e^{\frac{eU_{CB}}{kT}} - 1 \right) \quad (3.11a)$$

$$I_C = A_{11} \left(e^{\frac{eU_{EB}}{kT}} - 1 \right) + A_{12} \left(e^{\frac{eU_{CB}}{kT}} - 1 \right) \quad (3.11b)$$

Koeficienty A súvisia s fyzikálnymi a technologickými parametrami tranzistora. Platnosť rovníc (3.11a a 3.11b) je všeobecná, riešenie však vyplynulo zo zjednodušujúcich predpokladov:

- báza tranzistora je zhotovená z nedegenerovaného polovodiča,
- nízka úroveň injektovaných minoritných nosičov do bázy,
- napätie na kolektorovom priedhode je podstatne vyššie, ako teplotné napätie,
- úbytok napätia na objemovom odpore bázy je zanedbateľný.
- zanedbávajú sa tiež fyzikálne javy na povrchu tranzistora.

Prvý člen v rovnici (3.11a) reprezentuje VA charakteristiku emitorového priedhodu polovodičovej diódy D1 na [obr. 3.4](#), druhý člen reprezentuje inverzné zosilnenie tranzistora. V rovnici (3.11b), prvý člen reprezentuje normálne zosilnenie tranzistora, druhý člen reprezentuje VA charakteristiku diódy D2, t.j. kolektorový priedhod. Súčinitele α_i, α_n predstavujú prúdové zosilňovacie

súčinitele tranzistora v inverznom a normálnom režime. Model tranzistora na [obr. 3.4](#) a popísaný rovnicami (3.11) je v literatúre známy ako Ebersov-Mollov model. Podľa potreby sa dopĺňa o ďalšie prvky, čo umožňuje presnejšie popísanie chovania tranzistora napr. pre vysokofrekvenčné, impulzné aplikácie.

Tabuľka 3.1

Zapojenie tranzistora:	U_1/U_2	I_1/I_2
Spoločná báza	U_{EB}/U_{CB}	I_E/I_C
Spoločný emitor	U_{BE}/U_{CE}	I_B/I_C
Spoločný kolektor	U_{BC}/U_{EC}	I_B/I_E

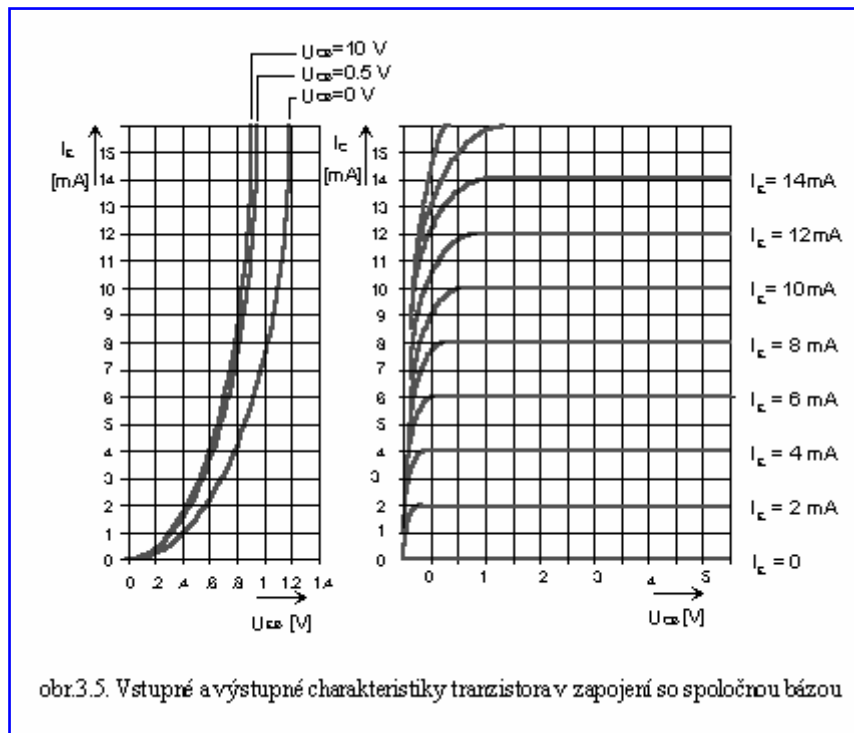
3.3 Jednosmerné charakteristiky tranzistora

Jednosmerné charakteristiky tranzistora vyjadrujú vzťah medzi jednosmernými prúdmi a napätiami tranzistora. Jednotlivé body na sústave charakteristík určujú jednosmerné parametre tranzistora. Podľa toho, ktoré napätie a prúd tranzistora zvolíme za nezávisle premennú, získame rôzne sústavy charakteristík. Označme U_1, I_1 vstupné napätie a prúd, U_2, I_2 výstupné napätie a prúd tranzistora. Pre jednotlivé druhy zapojenia tranzistora ([obr. 3.3](#)) vstupné/výstupné napätia a prúdy určíme podľa [Tab. 3.1](#). Ak zvolíme za nezávisle premennú vstupné a výstupné napätie, bude formát pre vyjadrenie charakteristík tranzistora vyzerat' napríklad takto:

$$I_1 = y_1(U_1, U_2) \quad (3.12)$$

$$I_2 = y_2(U_1, U_2) \quad (3.13)$$

Charakteristiky (3.12, 3.13) sa nazývajú charakteristiky nakrátko, súvisí to so spôsobom fyzikálneho merania, pričom sa vychádza z predpokladov $U_1=0$, alebo $U_2=0$ (stav nakrátko na vstupe



alebo na výstupe).

Často, najmä v nízko-frekvenčných aplikáciách sa používajú tzv. hybridné charakteristiky. Nezávislými premennými sú vstupný prúd a výstupné napätie tranzistora. Zápis charakteristik má formálny tvar:

$$U_1 = h_1(I_1, U_2) \quad (3.14)$$

$$I_2 = h_2(I_1, U_2) \quad (3.15)$$

Jedna premenná vo funkciách (3.12 až 3.15), ktoré chceme zobraziť graficky býva vyjadrená ako konštanta. Napríklad pri charakteristikách kopírujúcich funkcie 3.14 a 3.15 dostaneme súbor štyroch charakteristík:

$$U_1 = h_{11}(I_1), \quad U_2 = \text{konšt.} \quad (3.16a)$$

$$U_1 = h_{12}(U_2), \quad I_1 = \text{konšt.} \quad (3.16b)$$

$$I_2 = h_{21}(I_1), \quad U_2 = \text{konšt.} \quad (3.16c)$$

$$I_2 = h_{22}(U_2), \quad I_1 = \text{konšt.} \quad (3.16d)$$

Ak vychádzame z konkrétneho zapojenia tranzistora SB, nadobudnú funkcie (3.16) tvar:

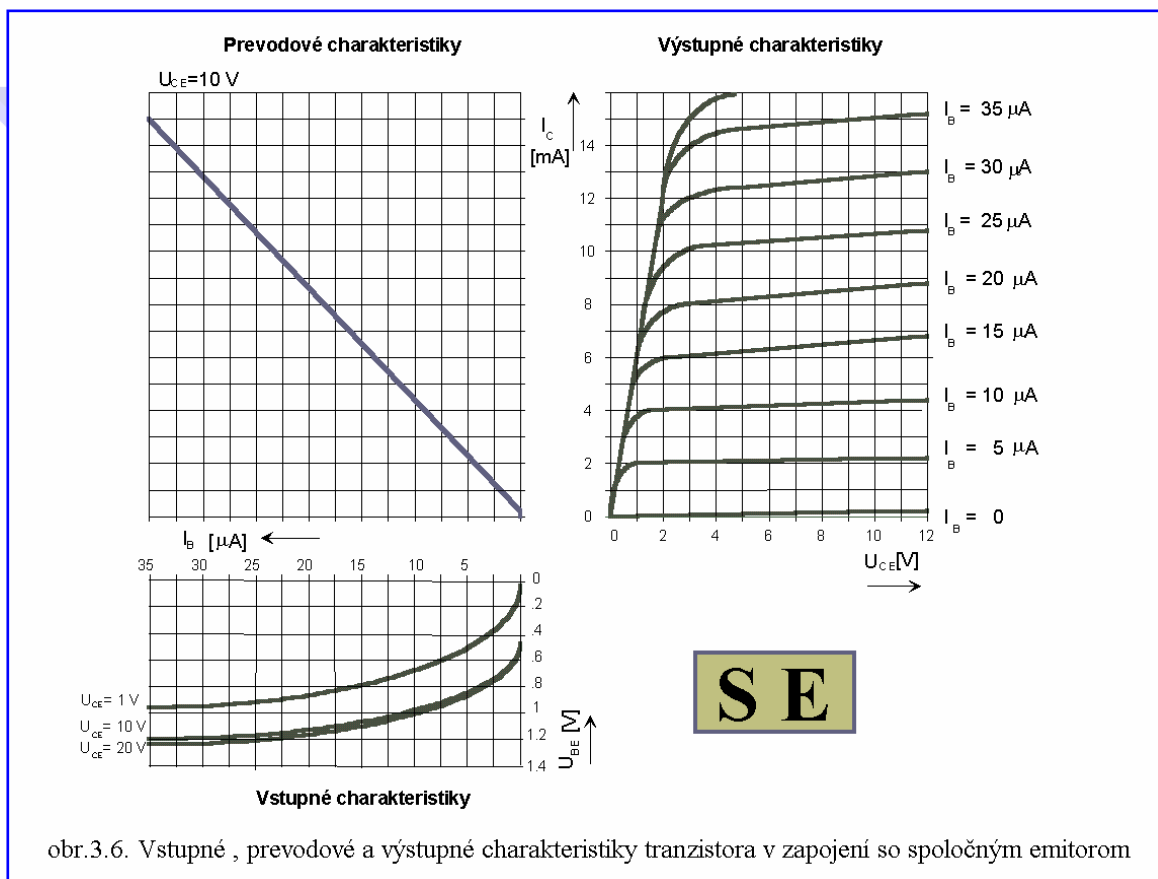
$$U_{EB} = h_{11b}(I_E), \quad U_{CB} = \text{konšt.} \quad (\text{vstupná charakteristika}) \quad (3.17a)$$

$$U_{EB} = h_{12b}(U_{CB}), \quad I_E = \text{konšt.} \quad (\text{spätná prevodová charakteristika}) \quad (3.17b)$$

$$I_C = h_{21b}(I_E), \quad U_{EB} = \text{konšt.} \quad (\text{prevodová charakteristika}) \quad (3.17c)$$

$$I_C = h_{22b}(U_{CB}), \quad I_E = \text{konšt.} \quad (\text{výstupná charakteristika}) \quad (3.17d)$$

Príklad priebehov vstupných a výstupných charakteristík tranzistora so spoločnou bázou je zobrazený na [obr. 3.5](#).



obr.3.6. Vstupné , prevodové a výstupné charakteristiky tranzistora v zapojení so spoločným emitorom

Na obr. 3.6 je zobrazený príklad priebehov vstupných, výstupných a prevodových charakteristík tranzistora so spoločným emitorom.

3.4 Pracovné oblasti bipolárneho tranzistora, medzné stavy

Výstupné charakteristiky tranzistora umožňujú tiež definovať jeho pracovné oblasti a medzné stavy. Na obr.3.7 sú doplnené výstupné charakteristiky z obr. 3.6 o oblasti v ktorých sú prekročené dovolené hodnoty prúdov a napätí. Prekročenie medzných hodnôt vedie spravidla k zničeniu súčiastky.

Kolektorový obvod nemožno preťažiť maximálnou kolektorovou stratou:

$$P_{C_{max}} = I_B \cdot U_{CE} \quad (3.17)$$

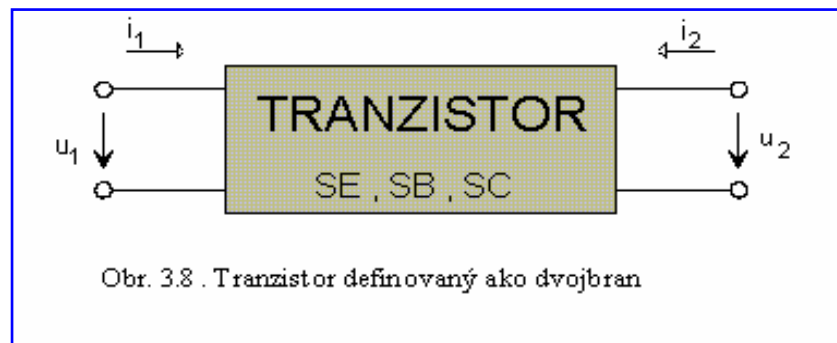
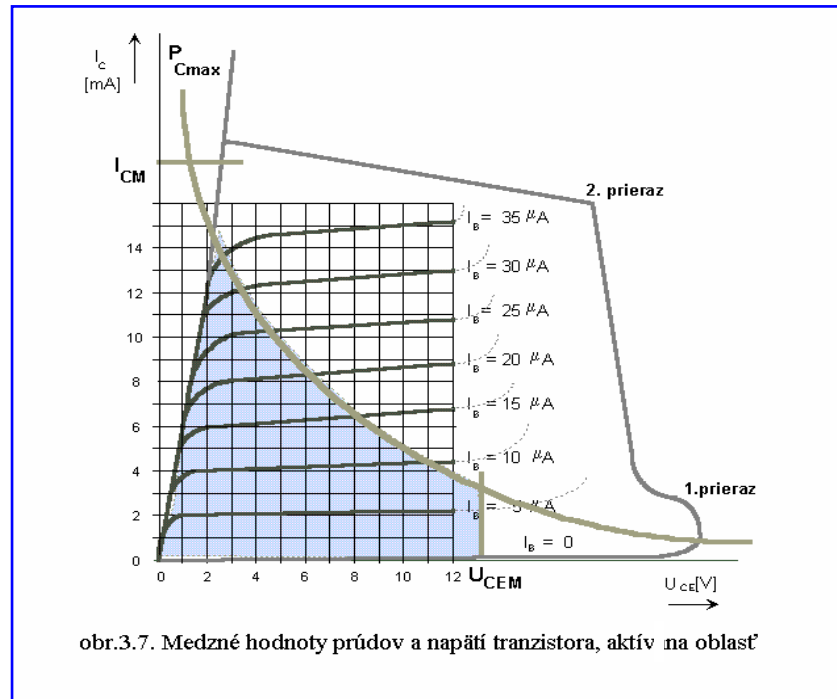
pretože by došlo k prekročeniu maximálnej teploty kolektorového priedochu a tranzistor by sa zničil. To isté by čakalo tranzistor pri prekročení medznej hodnoty kolektorového prúdu I_{CM} .

Lavínový preraz (prvý elektrický prielaz nastane po prekročení medzného kolektorového napätia U_{CEM} . Zvlášť nebezpečný je druhé prerazenie tranzistora (tepelné prerazenie) po ktorom dochádza k zničeniu tranzistora.

Aktívna oblasť tranzistora je na obr. 3.7 ohraničená zľava saturačnou čiarou (nasýtený režim činnosti tranzistora), odspodu čiarou zvyškového prúdu kolektora (nevodivý režim činnosti tranzistora $I_{CE0} = 0$), sprava hodnotou U_{CEM} a zvrchu kolektorovou stratou tranzistora $P_{C_{max}}$.

3.5 Parametre tranzistora pri budení striedavým signálom

Priebeh jednosmerných charakteristík tranzistora je nelineárny. Ak je amplitúda budiaceho zdroja u_g na [obr. 3.3](#) malá, potom je možné okolie tejto amplitúdy, to znamená príslušné úseky charakteristík



tranzistora považovať za lineárne funkcie. V tomto zmysle môžeme tranzistor chápať ako lineárny dvojbran ([obr. 3.8](#)). Vlastnosti tohoto dvojbranu určujú funkčné vzťahy medzi vstupnými a výstupnými veličinami. Tieto vzťahy môžu byť vyjadrené rôznym spôsobom, najčastejšie podľa zápisu (3.12 - 3.15). Lineárnu funkciu môže plniť tranzistor, ktorý je zapojený v aktívnom režime činnosti, bez ohľadu či sa jedná o zapojenie so spoločným emitorom, bázou alebo kolektorom. Nastavenie pracovného bodu tranzistora, t. j. napájanie tranzistora z jednosmerného zdroja musí orientovať emitorový priedochod priepustne a kolektorový priedochod nepriepustne. Potom môžeme na vstup tranzistora priviesť budiace signály (u_1, i_1). Zosilnený signál (u_2, i_2) odoberáme na záťaži pripojenej na výstupné svorky zosilňovača.

Pre lineárny obvod tranzistora platí princíp superpozície. Celkové hodnoty prúdov a napätí tranzistora ($u_{1c}, u_{2c}, i_{1c}, i_{2c}$) sú dané superpozíciou jednosmernej ($U_{1P}, U_{2P}, I_{1P}, I_{2P}$ (pracovný bod)) a striedavej (u_1, u_2, i_1, i_2 (budiaci signál)) zložky napätia alebo prúdu. Preto:

$$u_{1c} = U_{1P} + u_1 \quad (3.18a)$$



$$i_{1c} = I_{1P} + i_1 \quad (3.18b)$$

$$u_{2c} = U_{2P} + u_2 \quad (3.18c)$$

$$i_{2c} = I_{2P} + i_2 \quad (3.18d)$$

Superpozície prúdov a napätí môžeme uplatniť vo funkčných vzťahoch (3.14 a 3.15) a dostaneme:

$$u_{1c} = h_{1c}(i_{1c}, u_{2c}) \quad (3.19)$$

$$i_{2c} = h_{2c}(i_{1c}, u_{2c}) \quad (3.20)$$

Po rozvinutí funkcií (3.19 a 3.20) do Taylorovej rady, zanedbaním členov druhého a ostatných radov dostaneme rovnice:

$$u_{1c} = h_1(I_{1P}, U_{2P}) + \left(\frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right)_{u_{2c}=U_{2P}} \cdot di_1 + \left(\frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right)_{i_{1c}=I_{1P}} \cdot du_2 \quad (3.21)$$

$$i_{2c} = h_2(I_{1P}, U_{2P}) + \left(\frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right)_{u_{2c}=U_{2P}} \cdot di_1 + \left(\frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right)_{i_{1c}=I_{1P}} \cdot du_2 \quad (3.22)$$

Jednosmerné zložky rozvinutých funkcií (prvé členy funkcií) sú vlastne jednosmerné charakteristiky tranzistora (pre zapojenie so spoločným emitorom [obr. 3.6](#)).

Striedavé zložky (ďalšie členy) predstavujú dvojbranové rovnice:

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2 \quad (3.23)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \quad (3.24)$$

Koeficienty v rovniciach (3.23 a 3.24) nazývame striedavé hybridné parametre. Fyzikálny význam týchto parametrov je možné určiť priamo z predchádzajúcich rovníc.:

$$h_{11} = \left(\frac{\partial u_1}{\partial i_1} \right)_{u_{2c}=U_{2P}} \text{ -vstupný odpor tranzistora pri výstupe nakrátko,}$$

$$h_{12} = \left(\frac{\partial u_1}{\partial u_2} \right)_{i_{1c}=I_{1P}} \text{ -spätný napäťový zosilňovací súčiniteľ tranzistora pri vstupe naprázdno,}$$

$$h_{21} = \left(\frac{\partial i_2}{\partial i_1} \right)_{u_{2c}=U_{2P}} \text{ -prúdový zosilňovací súčiniteľ tranzistora pri výstupe nakrátko,}$$

$$h_{22} = \left(\frac{\partial i_2}{\partial u_2} \right)_{i_{1c}=I_{1P}} \text{ -výstupná vodivosť tranzistora pri vstupe naprázdno.}$$

Pomocou rovníc (3.23 a 3.24) a fyzikálnej predstavy striedavých parametrov možno nakresliť lineárnu striedavú náhradnú schému tranzistora na [obr. 3.9](#).

Podobným analytickým spôsobom by sme prišli k zostaveniu náhradnej schémy tranzistora s y parametrami. Podkladom sú rovnice (3.12 a 3.13). Takto získaná náhradná schéma je na [obr. 3.10](#).

Náhradné schémy tranzistorov sa používajú pri analýze zosilňovačov pracujúcich v lineárnom režime. Treba si uvedomiť ich platnosť v danom **pracovnom bode** tranzistora. Za iných podmienok, to znamená iný pracovný bod sa parametre tranzistora líšia medzi sebou. Rovnako sa líšia parametre tranzistorov v rôznom zapojení SE, SB, SC.

Pri výpočte elektronických obvodov s tranzistormi sa používa metóda uzlových napätí alebo slučkových prúdov. Pri spomenutých metódach sa používajú admitančné alebo impedančné matice. Parametre tranzistora tvoria prvky týchto matic.

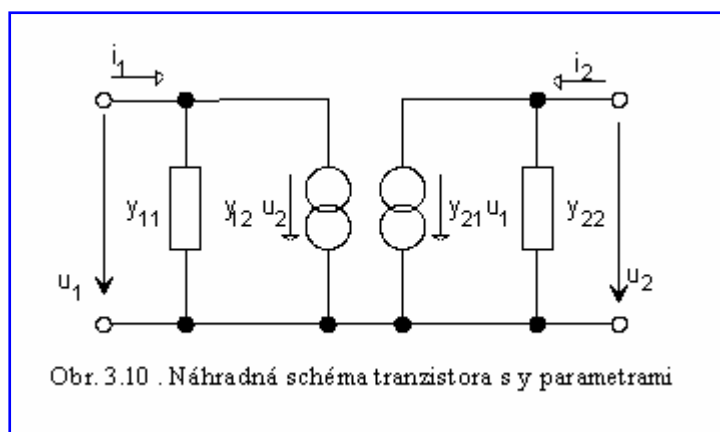
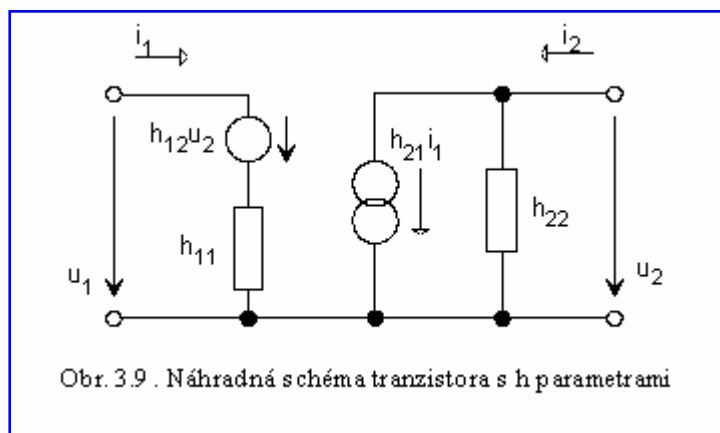
Hodnoty parametrov možno považovať za reálne len pre nízkofrekvenčné aplikácie. Pri vysokých frekvenciách sa musia používať komplexné parametre tranzistora.

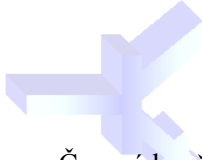
3

3.6 Dynamické vlastnosti bipolárneho tranzistora

Pri práci tranzistora so striedavým signálom sa prejavujú dynamické vlastnosti tranzistora, čoho dôsledkom je frekvenčná závislosť striedavých parametrov tranzistora. Príčinou sú barierové a difúzne kapacity PN prechodov tranzistora a tiež konečný čas prechodu nosičov vrstvami tranzistorovej štruktúry.

Pri zjednodušenom výklade dynamických vlastností tranzistora treba rešpektovať frekvenčnú závislosť zosilnenia tranzistora, vyjadreného parametrom h_{21} . Tranzistor považujeme za obvod prvého rádu (predpokladá sa jeden kapacitor). Potom pre dynamické vyjadrenie prúdov tranzistora môže napísať:





$$h_{21}i_1(t) = i_2(t) + \tau \frac{di_2(t)}{dt} \quad (3.25)$$

Časová konštanta τ je mierou rýchlosti činnosti tranzistora. Má rozmer času a vyjadruje napríklad pri zapojení so SE čas potrebný na zmenu kolektorového prúdu na 63% ustálenej hodnoty, keď na bázu bol privedený skok prúdu.

Diferenciálna rovnica (3.25) sa dá riešiť vo frekvenčnej oblasti a výsledkom je aproximovaný priebeh frekvenčného prenosu prúdového zosilňovacieho súčiniteľa:

$$h_{21}i_1(jf) = \frac{h_{21}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} = \frac{i_2(jf)}{i_1(jf)} \quad (3.26)$$

kde f - frekvencia signálu,
 j - imaginárna jednotka
 f_β - horná medzná frekvencia parametra h_{21}

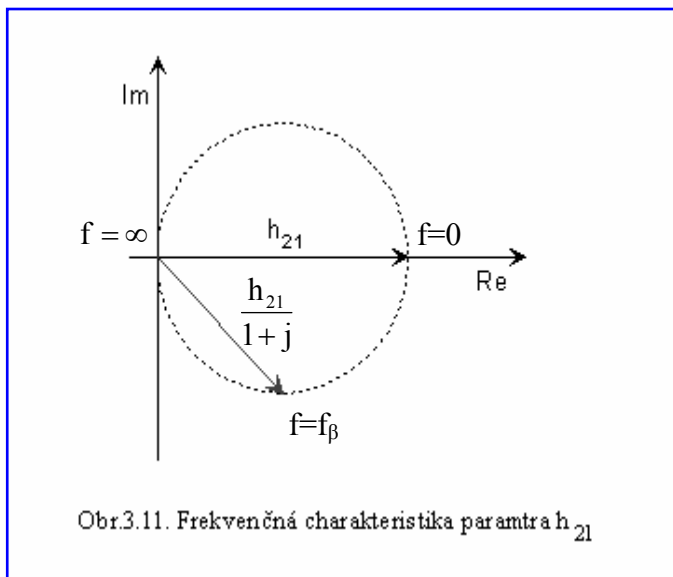
Pri riešení bol použitý vzťah: $\tau = \frac{1}{2\pi f_\beta}$

V komplexnej rovine môžeme vyniesť grafickú závislosť $h_{21}(jf)$ tak ako to ukazuje [obr. 3.11](#). Pri frekvencii $f = 0$ tranzistor zosilňuje jednosmerný signál a preto:

$$h_{21}(f = 0) = \beta.$$

Poznamenávame, že β reprezentuje podľa (3.8) jednosmerný prúdový zosilňovací súčiniteľ pre zapojenie tranzistora so spoločným emitorom.

Absolútna hodnota zosilňovacieho súčiniteľa pre frekvenciu f_β je $\frac{h_{21}}{\sqrt{2}} = \frac{\beta}{\sqrt{2}}$. Iným používaným tvarom frekvenčnej charakteristiky je logaritmická charakteristika. Frekvencia je vyjadrená v



logaritmickej mierke a vynáša sa na os x . Na zvislú os sa vynáša modul h_{21} tiež v logaritmickej mierke. V druhom diagrame sa môže vyniesť argument h_{21} . Príklad takéhoto diagramu je na obr. 3.12. Je veľmi dôležité pre prax, že tvar charakteristik sa dá ľahko aproximovať priamkami. Daná presnosť v praxi vyhovuje. V bode f_β je najväčšia odchýlka aproximovanej charakteristiky.

Ako vypočítame hodnotu prúdového zosilňovacieho súčiniteľa v logaritmickej mierke? Predpokladáme, že ide o súčiniteľ pre zapojenie so spoločným emitorom. Jeho hodnota je napríklad 200. Potom hodnota h_{21} vyjadrená v dB bude:

$$|h_{21}| = 20 \log 200 = 46,2 \text{ dB} \quad (3.27)$$

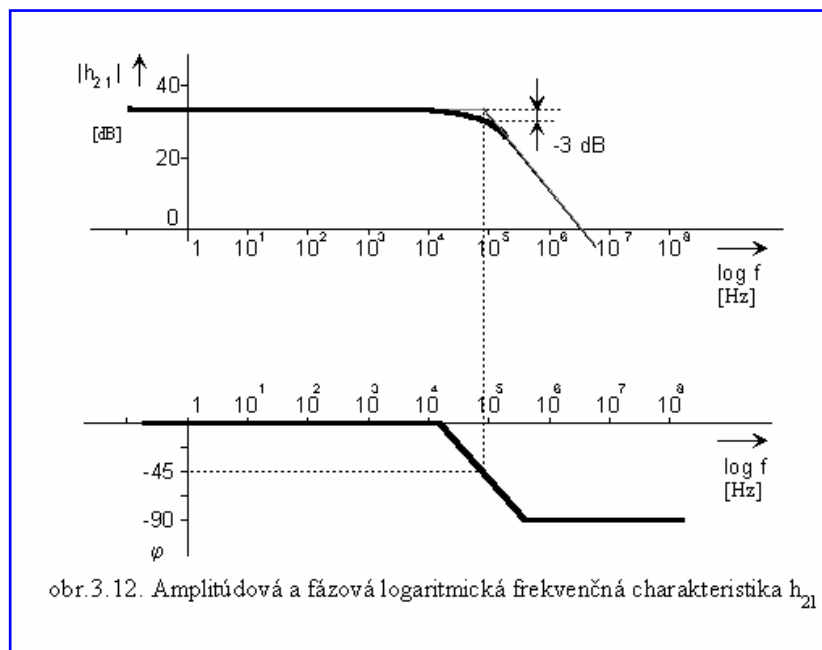
Výrobcovia tranzistorov udávajú v katalógoch parametrov tranzistorov okrem hornej medznej frekvencie f_β ešte hraničnú frekvenciu f_T . Je to frekvencia pri ktorej súčiastka zabezpečuje jednotkové prúdové zosilnenie, alebo parameter h_{21} má hodnotu 0 dB. Z [obr. 3.12](#) vyplýva, že platí:

$$f_T = \beta \cdot f_\beta \quad (3.28)$$

Hraničná frekvencia sa používa preto, že ju možno veľmi dobre merať. Napríklad generátorom striedavého signálu nastavíme takú frekvenciu, pri ktorej je rovnaký kolektorový a emitorový prúd.

Na dolnom grafe [obr. 3.12](#) je fázová logaritmická frekvenčná charakteristika. Argument prenosovej funkcie (3.26) vypočítame z komplexne združenej hodnoty prenosu. Jeho veľkosť je:

3



obr. 3.12. Amplitúdová a fázová logaritmická frekvenčná charakteristika h_{21}

$$\varphi = \arctg \frac{f}{f_\beta} \quad (3.29)$$

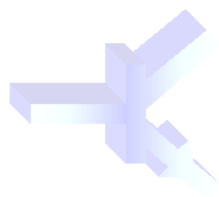
Priebeh argumentu má tieto význačné vlastnosti:

- až po frekvencie blízke f_β je argument rovný nule
- pod a nad frekvenciou f_β v intervale jednej dekády má sklon na dekádu, s inflexným bodom f_β pri -45° .
- nad vyššie spomínaným úsekom sa argument len málo líši od hodnoty -90° .

Horná medzná frekvencia f_β sa vzťahuje na zapojenie so spoločným emitorom. Pre zapojenie so spoločnou bázou platí rovnaký postup analýzy prechodovej charakteristiky ako pri zapojení so SE. Horná medzná frekvencia pri zapojení so SB bude f_α . Medzi f_β a f_α sa dá vyjadriť jednoduchý a dôležitý vzťah:

$$f_\alpha = (1 + \beta) f_\beta \quad (3.30)$$

Z posledného výrazu vyplýva, že horná medzná frekvencia zapojenia so spoločnou bázou je podstatne vyššia ako v zapojení so spoločným emitorom.



Literatúra ku kapitole 3

- [1] BURGER, I., HUDEC, L.: Elektronické prvky, Vš. učebnica, Alfa Bratislava, 1989
- [2] ČUNTALA, J.a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie (návod na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1988
- [4] TICHAVSKÁ, N.: Elektronické prvky, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1987
- [5] SZÁNTÓ, L.: Integrované obvody, Alfa Bratislava 1990

4 TRANZISTORY OVLÁDANÉ ELEKTRICKÝM POĽOM



Začiatok vývoja tranzistorov ovládaných elektrickým poľom (ďalej **FET** - **Field Effect Transistor**) možno datovať rokmi 1930 – 1933. V tomto čase J. E. Lilienfeld prihlásil tri patenty na zosilňovač v pevnej fáze riadeného elektrickým poľom.

Po vynáleze hrotového tranzistora (december 1947) a po prácach W. Shockleya na plošnom tranzistore [1], sa záujem výskumu a priemyslu sústredil na bipolárne tranzistory a Lilienfeldove vynálezy boli dočasne zabudnuté.

Až v roku 1948 uverejnil W. Shockley prvú prácu o „modulácii vodivosti“ germaniovej vrstvy vonkajším elektrickým poľom, neskôr v roku 1952 zverejnil 2 návrhy na realizáciu FET.

Prvý návrh, tzv. „analogový tranzistor,“ ktorý bol analógiou triódy v pevnej fáze, bol technologicky ťažko realizovateľný, preto nedosiahol širšie uplatnenie.

Druhý návrh, FET s hradlom oddeleným PN priechodom (ďalej JFET) bol realizovaný úspešne a jeho aplikácie sledujeme aj v súčasnosti.

Neskoršie zistenie, že povrch kremíka pasivovaný vrstvou SiO₂ vykazuje zanedbateľné množstvo povrchových (nábojových) stavov, viedlo v rokoch 1961 - 1963 k realizácii prvých úspešných **FET s hradlom izolovaným dielektrikom** (IGFET).

Lilienfeldov návrh a Shockleyov návrh z roku 1948 viedli ku vzniku najrozšírenejšieho typu FET, k štruktúre **kov - izolant - polovodič** (MIS - FET) prípadne MOSFET.

W. Shockley zaviedol pre FET názov **unipolárny tranzistor**. Názov pripomína, že signál prechádza FET tranzistorom prostredníctvom jedného typu nosičov prúdu, zatiaľ čo u bipolárnych tranzistorov sa na činnosti podieľajú oba typy nosičov.

Ak sa jedná o prenos signálu elektrónmi je to FET s kanálom N a pri prenose signálu dierami, je to FET s kanálom P.

4.1 Charakteristické vlastnosti FET tranzistorov

Aj keď poľom riadené tranzistory sú principiálne odlišné od bipolárnych tranzistorov, majú tiež 3 (prípadne 4) vývody. Vodivosť medzi dvoma elektródami E (S) a C (D) je závislá na počte nábojových nosičoch, riadenom napätím, privádzaným na riadiacu elektródu (G).

Tranzistory ovládané elektrickým poľom umožňujú realizovať obvodové aplikácie, ktoré sú pre bipolárne tranzistory neuskutočniteľné.

Pripomenieme hlavné výhody FET tranzistorov:

- Vstupný odpor je $10^{10} - 10^{15} \Omega$, vstupná kapacita 2 pF.
- Z hľadiska výrobnéj realizácie si vyžadujú podstatne menší počet výrobných operácií. Zatiaľ čo realizácia bipolárneho obvodu TTL si vyžaduje 140 výrobných operácií, je pre realizáciu podobného obvodu s FET-tranzistormi potrebné len 40 výrobných operácií.
- Výstupný obvod je dokonale oddelený od vstupného obvodu.
- FET - tranzistory vykazujú v nízkofrekvenčných i vysokofrekvenčných zosilňovačoch veľmi malý vlastný šum.
- FET - tranzistory vykazujú malé nelineárne skreslenie.
- FET - tranzistory vykazujú veľmi dobré spínacie vlastnosti.

Výkonové FET - tranzistory stále častejšie nahrádzajú bipolárne tranzistory pre obvodovú jednoduchosť a lepšie vlastnosti.

Najzávažnejšie nedostatky FET tranzistorov sú:

- Veľký rozptyl prahového napätia U_T až niekoľko voltov (u bipolárnych tranzistorov cca 0,1V).
- riziko poškodenia vstupu u IGFET-ov (MOSFET-ov).

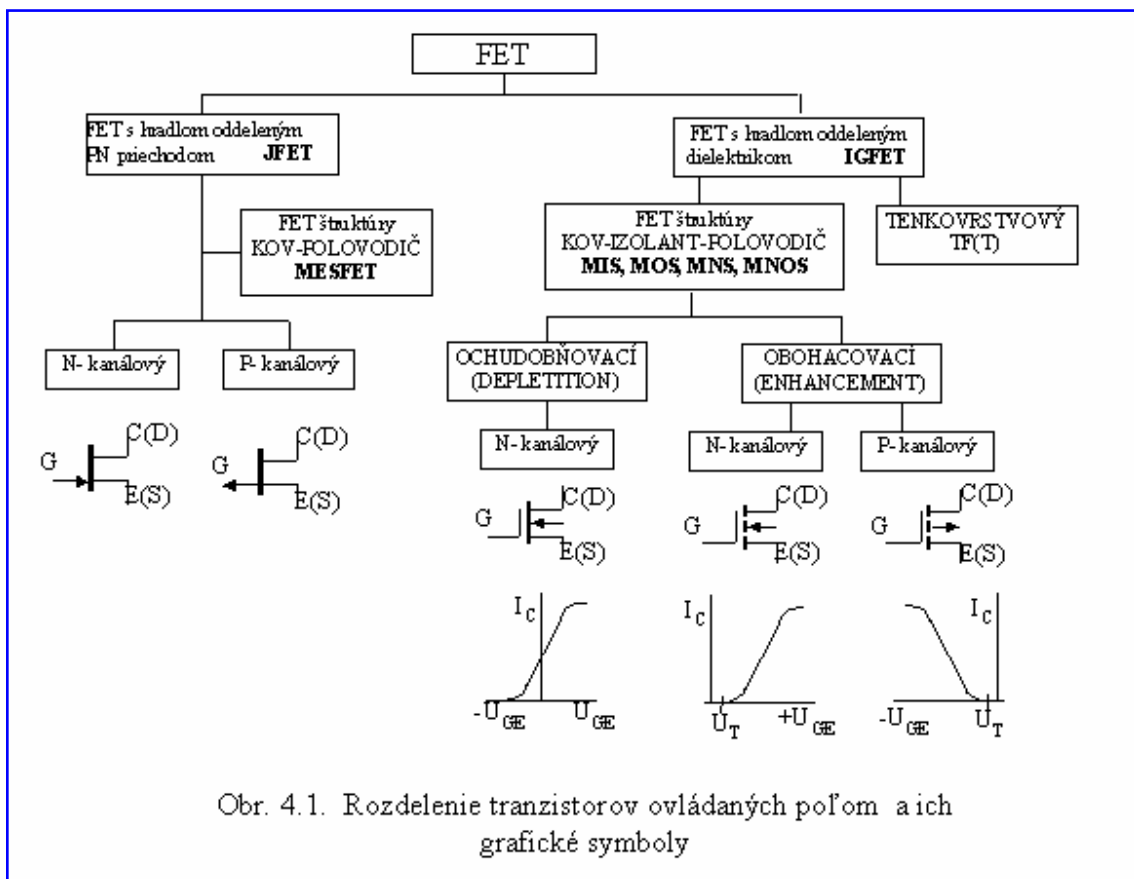
- Klasické FET tranzistory majú nižšiu hornú medznú frekvenciu ako bipolárne tranzistory. Tento nedostatok odstraňujú moderné typy FETov (napr. HEMT).

4.2 Rozdelenie FET tranzistorov (obr. 4.1)

Na prvý pohľad je množstvo typov FET tranzistorov neprehľadné. Z ôsmich teoretických možností môže byť 6 realizovaných, ale len 4 typy majú najväčší význam.

Treba pripomenúť, že pri N-kanálových MOSFET-tranzistoroch sa kolektorový prúd I_C (I_D) rovná prúdu emitorovému I_E (I_S) a vodivosť kanálu je zabezpečená elektrónmi. V P-kanálových FET tranzistoroch je vodivosť kanála dierová. Emitor býva označovaný symbolom S (Source) a kolektor symbolom D (Drain).

4.3 Princípy činnosti JFET- tranzistora a IGFET- tranzistora



4.3.1 Princíp činnosti poľom ovládaného tranzistora s hradlom oddeleným PN priedchodom (JFET)

Podstatou činnosti tranzistora JFET na obr. 4.2 je využitie vlastností potenciálnej bariéry vrstvy PN priedchodu na zmenu prierezu kanálu a tým na veľkosť prechádzajúceho prúdu kanálom. Veľkosť prúdu kanálom sa mení so zmenami napätia u_1 , ktoré spolu s nepriepustnou polarizáciou U_{GG} ovplyvňuje prierez kanála medzi elektródami E (S) a C (D). Následkom toho vznikajú na rezistore R_Z zmeny zosilneného napätia u_2 .

4.3.2 Princíp činnosti FET s hradlom oddeleným dielektrikom (IGFET - MISFET prípadne MOSFET)

Podstatou je „modulácia“ prierezu inverznej nábojovej vrstvy (kanála) umiestnenej medzi emitorom (E) a kolektorom (C) pod povrchom polovodiča zmenami elektrického poľa medzi hradlom (G) a substrátom.

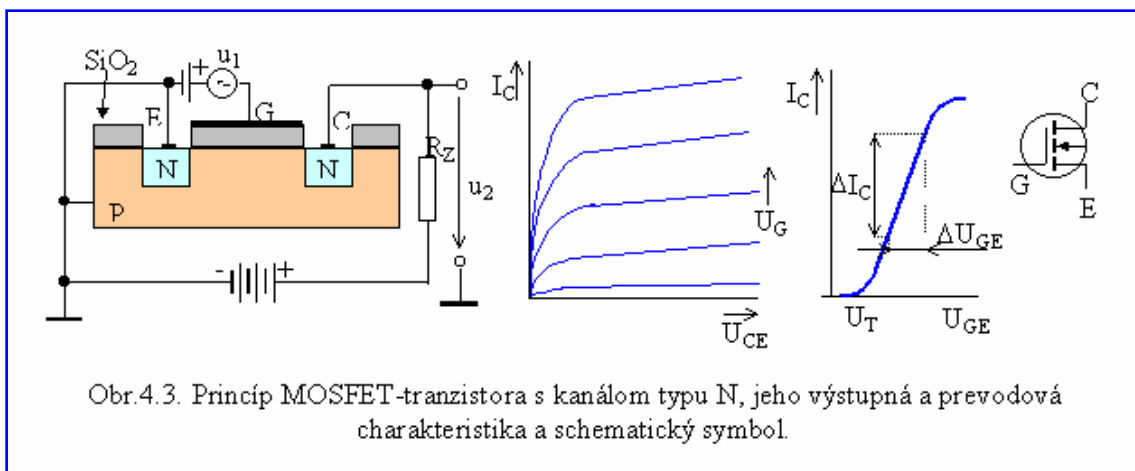
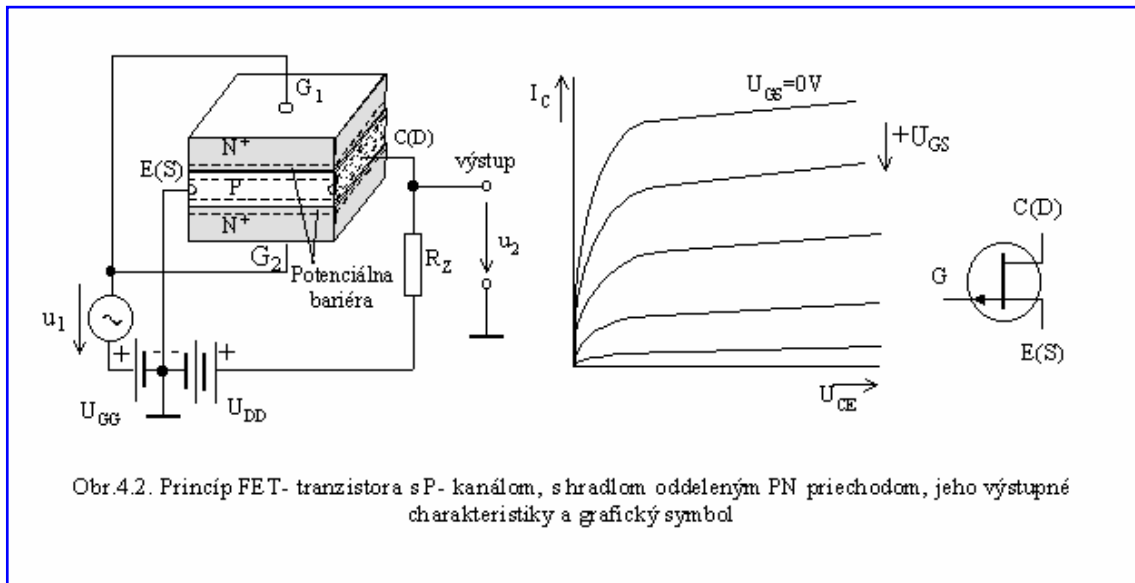
Na [obr.4.3](#) vpravo je na prevodovej charakteristike naznačená **strmosť** ako podiel:

$$S = \Delta I_C / \Delta U_{GE} \quad (4.1)$$

Strmosť nie je konštantná, ale závisí od polohy pracovného bodu.

Za normálnych podmienok je kolektor kladnejší ako emitor. Z kolektora do emitora netečie žiaden prúd, PN priechod, C - substrát je orientovaný nepriepustne; pokiaľ na riadiacu elektródu G nie je privedené **kladné** napätie voči emitoru (a substrátu). (Kladné U_G musí byť väčšie, než prahové

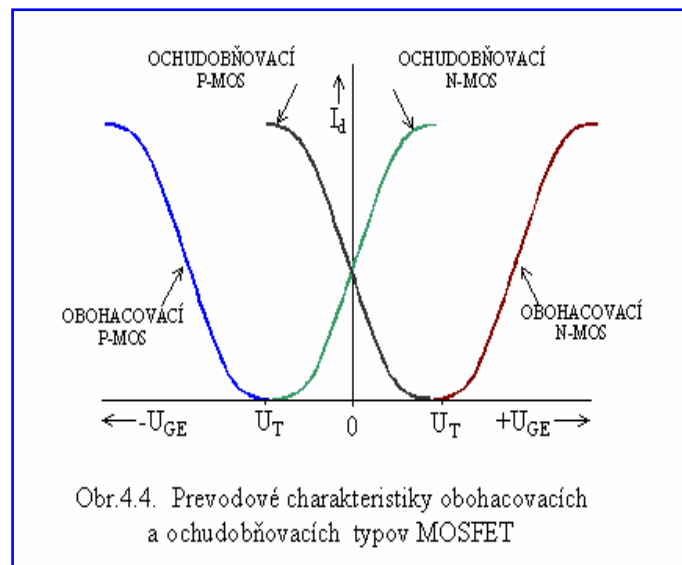
4



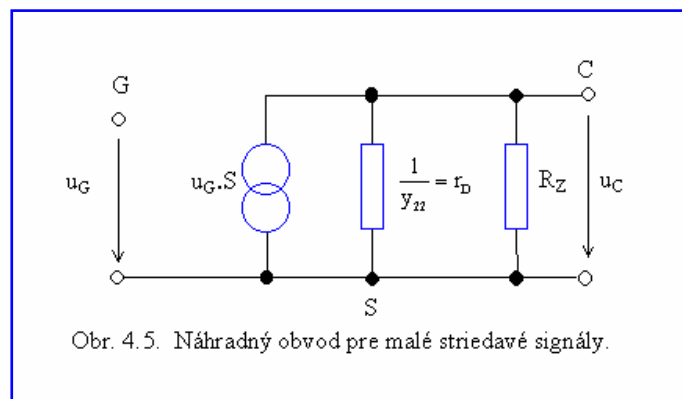
napätie U_T). Kladné napätie na hradle vytvorí inverzný kanál (tvorený minoritnými elektrónmi v substráte typu P). Vodivosť kanálu je tým väčšia, čím vyššie je napätie U_G .

MOSFET-tranzistory s kanálom P potrebujú na vytvorenie kanála **záporné** napätie na hradle voči substrátu. Toto napätie musí byť väčšie, ako prahové napätie U_T .

Nakoľko na vytvorenie kanála v N i P kanálovom MOSFET-tranzistore musí byť externým napätím tento kanál **obohatený** príslušnými nábojovými nosičmi, nazývajú sa tieto tranzistory **obohacované**, niektorí autori ich označujú ako tranzistory s **indukovaným kanálom** (obr.4.4).



Okrem obohacovaných typov sú však vyrábané MOSFET-tranzistory, v ktorých bol pri výrobe



vytvorený natrvalo vodivý kanál. Sú to tranzistory s **vodivým kanálom**. Tento kanál je vodivý už pri napätí $U_{GE} = 0$. Spomínaný kanál môže byť technologicky realizovaný rôznymi postupmi napríklad kladnými sodíkovými iontami v SiO_2 N-kanálového MOSFET-tranzistora, iontovou implantáciou a podobne. Aby bol prúd v kanále potlačený, musí byť „ochudobnený“ počet nosičov v kanále. Tranzistory s vodivým kanálom sú tranzistory **ochudobňované**.

Na obr. 4.4 sú znázornené priebehy prevodových charakteristík obohacovaných a ochudobňovaných tranzistorov s kanálom N i P. V tejto súvislosti treba pripomenúť, že JFET-tranzistory (N i P kanálový) sú len ochudobňované.

4.4 Obvodové aplikácie tranzistorov ovládaných poľom

4.4.1 Unipolárny tranzistor zosilňujúci malé signály

Pri malých zmenách elektrických veličín v okolí pracovného bodu môžeme tranzistor ovládaný elektrickým poľom resp. riadiacim napätím znázorniť náhradným obvodom (obr.4.5) a popísať ho lineárnymi rovnicami.

Vzťah medzi vstupnými a výstupnými striedavými veličinami sa dajú vyjadriť admitačnými rovnicami:

$$i_G = y_{11} u_G + y_{12} u_C, \quad (4.2)$$

$$I_C = y_{21} u_G + y_{22} u_C, \quad (4.3)$$

kde u_G znamená vstupné signálne (budiace) napätie a u_C výstupné napätie.

Pretože FET-tranzistory majú vstupný prúd $i_G = 0$, zjednoduší sa sústava rovníc (4.2 a 4.3) nasledovne:

$$\begin{aligned} i_G &= 0 \\ i_C &= y_{21} u_G + y_{22} u_C \end{aligned} \quad (4.4)$$

Fyzikálny význam y_{21} je strmosť S (často označovaná ako transkonduktancia g) a y_{22} je výstupná vodivosť. Obidva tieto parametre sú obvykle uvedené v katalógu. Zjednodušený náhradný obvod FET-tranzistora je na [obr.4.5](#).

Výstupné napätie v náhradnej schéme na obr.4.5. bude:

$$u_C = -\frac{u_G \cdot S \cdot r_D \cdot R_Z}{r_D + R_Z} \quad (4.5)$$

4

a napät'ové zosilnenie:

$$A_U = \frac{u_C}{u_G} = -\frac{U_G \cdot S \cdot r_D \cdot R_Z}{(r_D + R_Z) U_G} = -\frac{S \cdot r_D \cdot R_Z}{r_D + R_Z} \quad (4.6)$$

Vo väčšine prípadov je splnená nerovnosť $r_D \gg R_Z$, takže miesto paralelnej kombinácie r_D a R_Z stačí uvažovať len R_Z , čím sa (4.6) zjednoduší nasledovne:

$$A_U = -S R_Z \quad (4.7)$$

4.4.2 Obvod napät'ového sledovača

S ohľadom na pomerne malé hodnoty strmosti v porovnaní s bipolárnymi tranzistormi u FET-tranzistorov je opodstatnené využitie unipolárnych tranzistorov viac v napät'ových sledovačoch a analógových spínačoch, než v klasických zosilňovačoch. V zosilňovačoch sú tranzistory využívané najmä vtedy, ak ide o požiadavku na veľmi vysokú hodnotu vstupného odporu.

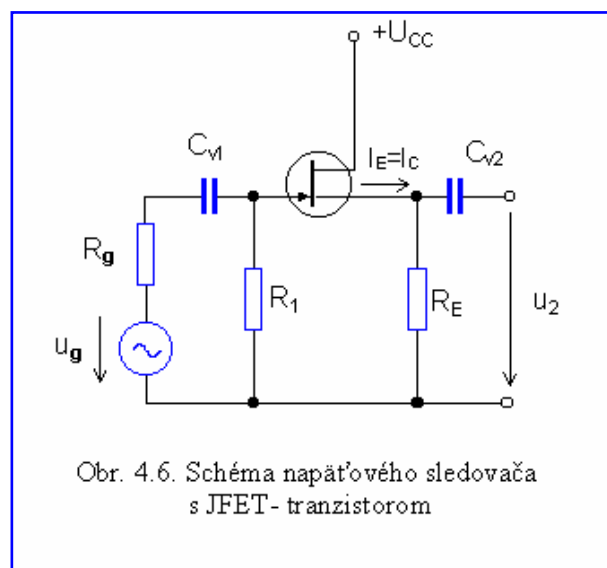
Napät'ový sledovač (Voltage follower) je zosilňovač so spoločným kolektorom a je analogický s bipolárnym tranzistorom. Tento obvod s FET- tranzistorom je vhodný najmä tam, kde je potrebná veľmi vysoká vstupná impedancia - napr. pre meracie účely, na vstupoch operačných zosilňovačov, vo vstupných obvodoch osciloskopov, na vstupoch zosilňovačov signálov kapacitorových mikrofónov, sond na meranie pH a biologických prípadne medicínálnych signálov, atď.

Schéma napät'ového sledovača s JFET- tranzistorom je na [obr. 4.6](#) podľa [4.2]. Pracovný bod je určený rezistormi R_E a R_1 - podobne, ako je vytvárané automatické predpätie u elektróniek.

Pri aplikácii MOSFET- tranzistora sa pracovný bod stanovuje napät'ovým deličom zo zdroja $+U_D$ alebo podobne, ako to bolo u JFET- tranzistora. Napät'ové zosilnenie napät'ového sledovača je:

$$A_U = \frac{u_2}{u_g} .$$

Ak uvážime, že:



$$u_E = u_2 = R_E \cdot i_C , \quad (4.8)$$

za predpokladu, že $I_G = 0$,

$$i_C = S \cdot u_g = S(u_g - u_E) \quad (4.9)$$

takže,

$$u_E = S \cdot R_E \cdot (u_g - u_E) ,$$

$$u_E - S \cdot R_E \cdot u_E = S \cdot R_E \cdot u_g .$$

$$u_E = \frac{S \cdot R_E}{1 + S \cdot R_E} \cdot u_g \quad (4.10)$$

$$A_U = \frac{S \cdot R_E}{1 + S \cdot R_E} \quad (4.11)$$

Pre $R_E \gg 1/S$ bude mať dobrý napät'ový sledovač zosilnenie A_U blízke jednej, ale vždy menšie ako jedna.

4.4.3 Invertor CMOS

Princíp štruktúry CMOS invertora a jej schéma sú na [obr. 4.7](#).

CMOS štruktúra obsahuje sériové zapojenie dvoch komplementárnych MOSFET-tranzistorov obohacovaného typu. Ak prahové napätie U_T P-kanálového tranzistora je rovnaké, ako U_T N-kanálového tranzistora a ak platí, že:

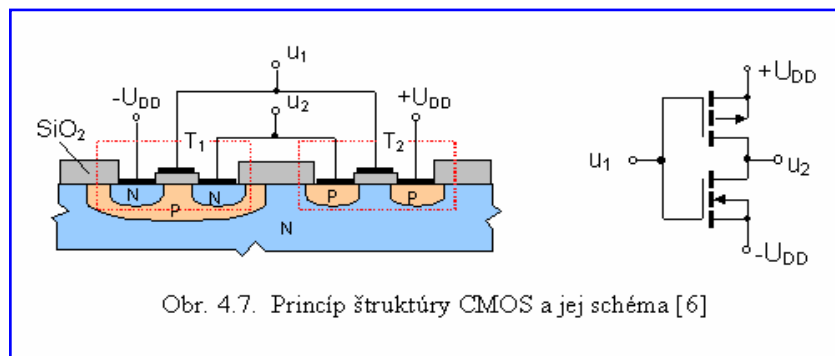
$$U_{TP} = U_{TN} = 1/2 U_{DD}, \quad (4.12)$$

bude pri $u_1 > 1/2 U_{DD}$ otvorený N-kanálový tranzistor a na výstupe bude hladina napätia $-U_{DD}$.

Pri $u_1 < 1/2 U_{DD}$ sa otvorí P-kanálový tranzistor, N-kanálový bude zatvorený a na výstupe bude $+U_{DD}$. Tento obvod pracuje ako **invertor**.

Stojí za poznámku, že prúd, tečúci za zdroja a pretekajúci medzi $+U_{DD}$ a $-U_{DD}$ touto štruktúrou je teoreticky nulový.

Pre ďalšie zníženie odberu z napájacieho zdroja (malý prúd tečie medzi kolektorom P-kanálového tranzistora a P-oblasťou pod N-kanálovým tranzistorom) bol vyvinutý systém SOS, u



Obr. 4.7. Princíp štruktúry CMOS a jej schéma [6]

ktorého substrát je vytvorený začírom, ktorý je dokonalým izolantom. Názov v angličtine je Silicon On Sapphire (SOS). Elektródy tranzistorov sú vytvorené epitaxnou technológiou na začírovej podložke.

4.4.4 Ďalšie typy unipolárnych štruktúr

Vymedzený rozsah tejto kapitoly neumožňuje popísať ďalšie typy unipolárnych štruktúr. Jedná sa napr. o V-MOS a D-MOS tranzistor, o bipolárny tranzistor s izolovaným hradlom IGBT a ďalšie unipolárne štruktúry. Zaujímca nájde popis týchto štruktúr v [4].

K novým unipolárnym štruktúram patrí **tranzistor s vysokou pohyblivosťou elektrónov - HEMT** (High Electron Mobility Transistor), ktorý sa objavil v osemdesiatych rokoch a oproti ostatným unipolárnym tranzistorom má rad výhod:

- vyššiu medznú frekvenciu f_{max} ,
- menšie šumové číslo,
- väčšie výkonové zosilnenie,
- výrazne väčšie hodnoty strmosti S .

Podstatou uvedených výhod je to, že transport elektrónov prebieha pozdĺž kvantovej jamy vo forme **dvojrozmerného** elektrónového plynu takmer bez rozptylu na ionizovaných prímiesiach [4.5]. V doterajších MOSFET-och bol práve tento rozptyl hlavnou príčinou pomerne nízkej pohyblivosti - vďaka veľmi nízkej dotácii v oblasti kvantovej jamy je táto nízka pohyblivosť vylúčená. V dôsledku toho má HEMT vyššiu pohyblivosť nosičov, vyššiu driftovú rýchlosť oproti „trojrozmernému“ kanálu v MOS.

Principiálny rozdiel v činnosti HEMT a MOSFET je v tom, **ako je ovládaná veľkosť kolektorového prúdu**. Zatiaľ, čo u MOSFET-u riadiace napätie „moduluje“ prierez kanálu, u HEMT-u „moduluje“ riadiace napätie priamo **vodivosť** kanálu, pričom prierez zostáva bez zmeny.

V deväťdesiatych rokoch boli realizované HEMT - mikrovlnné tranzistory a hradlové polia s f_{max} do desiatok GHz. Tieto tranzistory našli uplatnenie v družicových širokopásmových komunikačných prijímačoch a mikrovlnných IO.

Popis štruktúry, vhodné heteroštruktúry pre realizáciu HEMT ako aj aplikácie tranzistorov HEMT nájde záujemca napr. v [5].

Literatúra ku kapitole 4

- [1] BENEŠ,O., ČERNÝ,A., ŽALUD,V.: Tranzistory řízené elektrickým polem, SNTL Praha 1972
- [2] HOROWITZ,P., HILL,W.: The Art of Electronics II. Edition, Cambridge University Press, Cambridge, 1989
- [3] KOVÁŘ,O., REPKA,J.: Elektronika I Skriptá VŠDS, FR, 1996
- [4] DOBRUCKÝ,B. A KOL.: Výkonové polovodičové štruktúry, skriptá EF VŠDS Žilina 1995
- [5] VOVES,J., KODEŠ,J.: Elektronické součástky nové generace, Grada Publishing Praha, 1995
- [6] FRISCH,H.: Základy elektroniky a elektronických obvodů, SNTL Praha, 1987

5 ZÁKLADNÉ OBVODY S BIPOLÁRNymi TRANZISTORMI

Tranzistor sa v praxi uplatňuje dvojakým spôsobom. Pri spracovaní signálov s malou amplitúdou sa na vstup tranzistora privádza signál s takou amplitúdou, aby tranzistor pracoval v lineárnej aktívnej oblasti. V tomto zmysle ho môžeme považovať za lineárny prvok. Pri spracovávaní signálov s veľkou amplitúdou považujeme tranzistor za nelineárny prvok.

Voľbu zapojenia tranzistora determinuje požadované parametre obvodu. V 3. kapitole boli vysvetlené základné vlastnosti zapojení tranzistora. Napríklad v zapojení so spoločným emitorom, pretože ním možno dosiahnuť veľké prúdové i napät'ové zosilnenie. V zapojení so spoločným kolektorom je napät'ové zosilnenie menšie ako 1, ale toto zapojenie má vysoký vstupný odpor, atď.

Z architektúry zosilňovača vyplýva celý rad jeho základných charakteristík. Z tohto hľadiska je možné zosilňovače rozdeliť do niekoľkých skupín:

Podľa veľkosti signálu:

- predzosilňovače,
- výkonové zosilňovače.

Podľa charakteru vstupného signálu:

- jednosmerné,
- striedavé.

Podľa frekvencie spracovávaného signálu:

- nízkofrekvenčné,
- vysokofrekvenčné.

Podľa prenášaného frekvenčného pásma:

- úzkopásmové,
- širokopásmové.

Podľa vnútornej štruktúry

- jednostupňové,
- viacstupňové,
- kombinované.

Podľa druhu väzby medzi stupňami

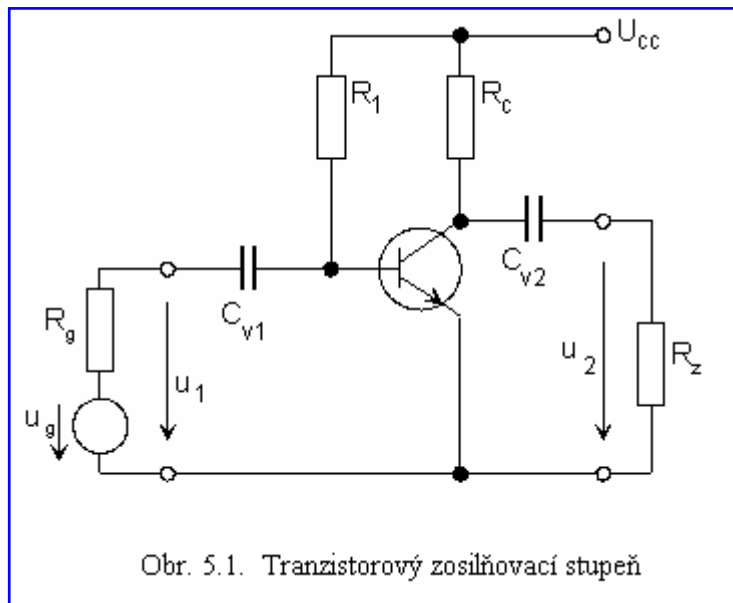
- priama,
- transformátorová,
- RC,
- optoelektronická.

Podľa spôsobu činnosti:

- jednočinné,
- dvojčinné.

Podľa polohy pracovného bodu:

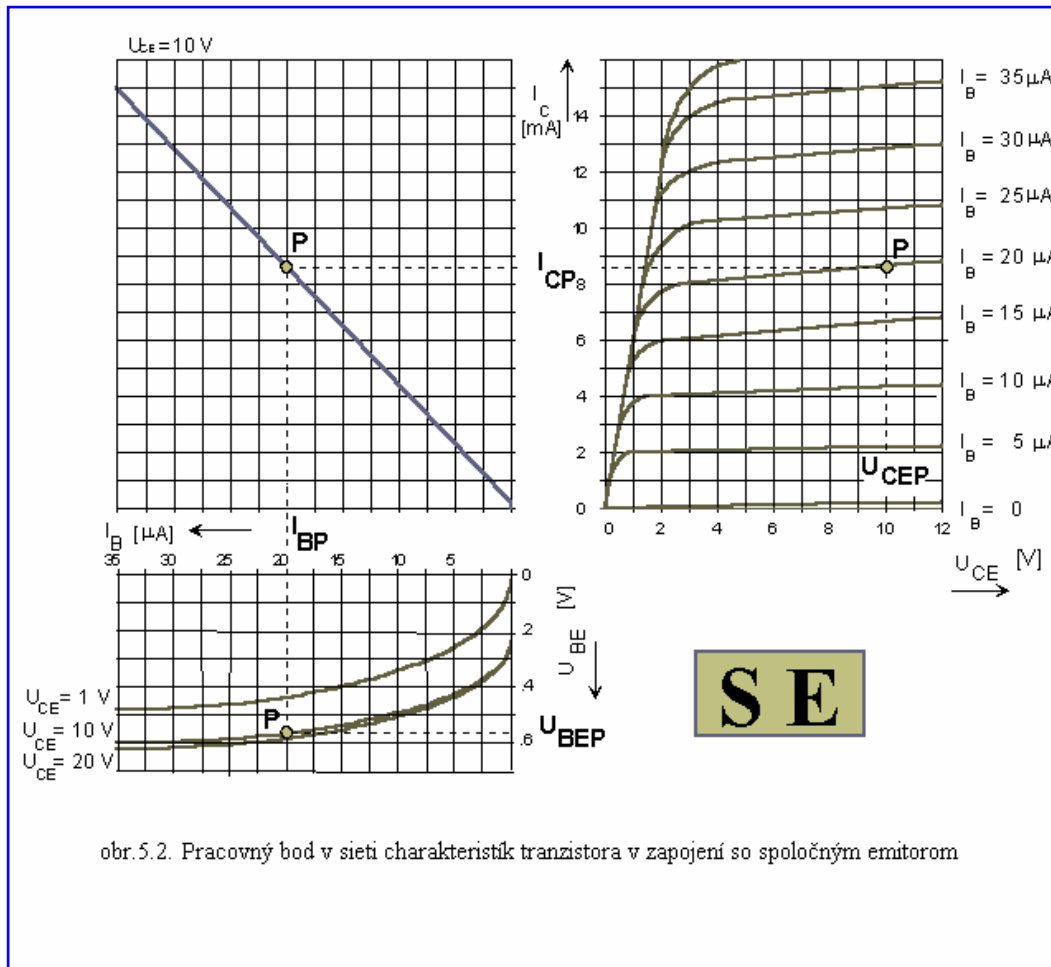
- trieda A,
- trieda B,
- trieda C.



Cieľom tejto kapitoly je poukázať na základné zapojenia tranzistorového stupňa z pohľadu obvodovej analýzy.

5.1 Nastavenie pracovného bodu tranzistora v zosilňovači

Tranzistorový stupeň na [obr. 5.1](#) so zapojením tranzistora v SE patrí medzi základné obvody striedavých zosilňovačov. V stupni je použitá RC väzba medzi budiacim generátorom (budiace napätie u_g s vnútorným odporom R_g) a vstupom zosilňovača, tiež medzi výstupom zosilňovača a rezistorom záťaže R_z . Kapacity C_{v1} a C_{v2} oddeľujú jednosmerné obvodové veličiny zosilňovača od budiaceho zdroja a záťaže. Jednosmerné obvodové veličiny zabezpečujú nastavenie pracovného bodu tranzistora.



Nastaviť pracovný bod tranzistora znamená obvodovými komponentmi zosilňovača zabezpečiť požadované hodnoty prúdov elektród a napätí prechodov tranzistora. Najlepšie to možno dokumentovať na [obr. 5.2](#). V sieti výstupných charakteristík je potrebné, aby sme nastavili pracovný bod P s nasledujúcimi súradnicami:

$$P(I_{CP}, U_{CEP})$$

Tomuto bodu odpovedá pracovný bod v sieti vstupných charakteristík tranzistora:

$$P(U_{BEP}, I_{BP})$$

Prúdy a napätia v pracovnom bode určujú v zosilňovači na [obr. 5.1](#) rezistory R_1 , R_C a hodnota napätia zdroja napájania U_{CC} . Predpokladajme, že je známa hodnota U_{CC} , a súradnice pracovného bodu. Potom v nadväznosti na [obr. 5.3](#) pre výstupný obvod zosilňovača môžeme napísať rovnicu:

$$U_{CC} = R_c \cdot I_{CP} + U_{CEP} \quad (5.1)$$

Z rovnice (5.1) vyplýva hodnota kolektorového rezistora:

$$R_c = \frac{U_{CC} - U_{CEP}}{I_{CP}} \quad (5.2)$$

Pomocou obvodej rovnice aplikovanú na vstupnú vetvu zosilňovača získame vzťah pre hodnotu rezistora R_1 . Podľa druhého Kírchoffového zákona môžeme napísať:

$$U_{CC} = R_1 \cdot I_{BP} + U_{BEP} \quad (5.3)$$

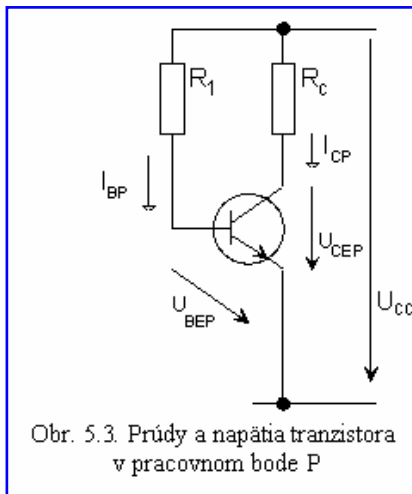
Hodnota bázového rezistora bude:

$$R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BEP}}{I_{BP}} \quad (5.4)$$

Ak si uvedomíme, že platí nerovnosť $U_{BEP} \ll U_{CC}$, potom sa posledná rovnica zjednoduší:

$$R_1 = \frac{U_{CC}}{I_{BP}} \quad (5.5)$$

5



Príklad:

Vyznačený pracovný bod na obr. 5.2 má nasledujúce súradnice:

$U_{CEP} = 10 \text{ V}$, $I_{CP} = 8,6 \text{ mA}$, $U_{BEP} = 0,56 \text{ V}$, $I_{BP} = 20 \text{ mA}$

Pri napájacom napätí $U_{CC} = 24 \text{ V}$, použitím rovníc (5.2 a 5.5) dostávame:

$$R_c = \frac{U_{CC} - U_{CEP}}{I_{CP}} = \frac{14 \text{ V}}{8,6 \text{ mA}} = 1,63 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = \frac{U_{CC}}{I_{BP}} = \frac{24 \text{ V}}{20 \text{ }\mu\text{A}} = 1,2 \text{ M}\Omega$$

Uvedený spôsob nastavenia pracovného bodu tranzistora v zosilňovacom stupni je jednoduchý. Problémy nastávajú pri zabezpečení polohy pracovného bodu, ktorý sa posúva následkom zmien parametrov tranzistora, kolísania napätia napájania, kolísania teploty okolia. Tieto faktory už súvisia s otázkami stabilizácie polohy pracovného bodu tranzistorového zosilňovača. Všeobecne možno povedať, že doplnujúcimi obvodmi stabilizácie pracovného bodu zosilňovača sa súčasne rieši aj úloha nastavenia pracovného bodu.

Cieľom stabilizácie pracovného bodu zosilňovača je udržať nezmenenú polohu pracovného bodu danú súradnicami jednosmerných napätí tranzistora. Len tak dosiahneme stabilné parametre zosilňovacieho stupňa.

Zmenu polohy pracovného bodu následkom kolísania napätia napájania možno potlačiť dobrou stabilizáciou napätia napájania (stabilizátory zdrojov napájania).

Zmena polohy pracovného bodu následkom zmeny teploty sa potláča stabilitou kolektorového prúdu t.j. potláča sa vplyv zvyškového prúdu a teplotného driftu napätia emitorového priechodu tranzistora. Známe sú nasledujúce metódy stabilizácie:

- jednosmerná prúdová záporná spätná väzba,
- zaradenie kompenzačnej diódy v emitorovom obvode tranzistora,
- použitie zdroja konštantného prúdu vo výstupnom obvode tranzistora (prúdové zrkadlo).

Najlepší spôsobom, ako vylúčiť vplyv posunu pracovného bodu, je použiť diferenčný stupeň (kap. 9)

Nie vždy poznáme tvar charakteristík tranzistora ako je napríklad na [obr. 5.2](#). V tomto prípade pre nastavenie pracovného prúdu bázy používame známy prevod prúdov tranzistora v zapojení so SE:

$$I_{BP} = \frac{I_{CP}}{\beta}$$

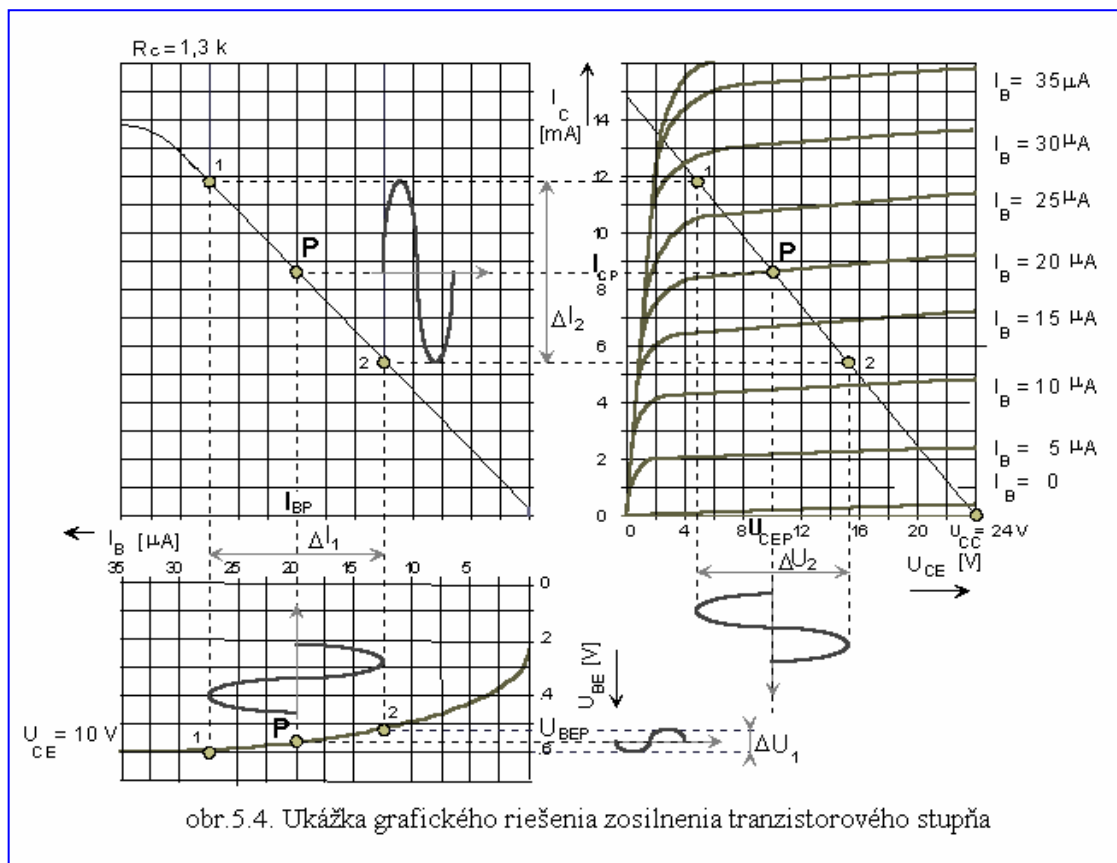
Hodnota bazového rezistora, ktorá vyplýva z rovnice (5.5) sa potom vypočíta nasledovne:

$$R_1 = \frac{U_{CC}}{I_{BP}} = \frac{U_{CC} \cdot \beta}{I_{CP}} \quad (5.6)$$

Veľkosť jednosmerného prúdového zosilňovacieho koeficienta zistíme z katalógových údajov alebo meraním.

5.2 Grafické riešenie zosilnenia v tranzistorovom stupni

Treba v úvode povedať, že nasledujúce riešenie zosilnenia v tranzistorovom stupni na [obr. 5.4](#) má len inštruktívny charakter a je vhodný len na doplnenie výkladu zosilňovacej schopnosti tranzistorového stupňa podľa [obr. 5.1](#). Na zistenie zosilnenia stupňa použijeme statické charakteristiky tranzistora pre zapojenie s SE. Do siete výstupných charakteristík zakreslíme jednosmerný pracovný



obr. 5.4. Ukážka grafického riešenia zosilnenia tranzistorového stupňa

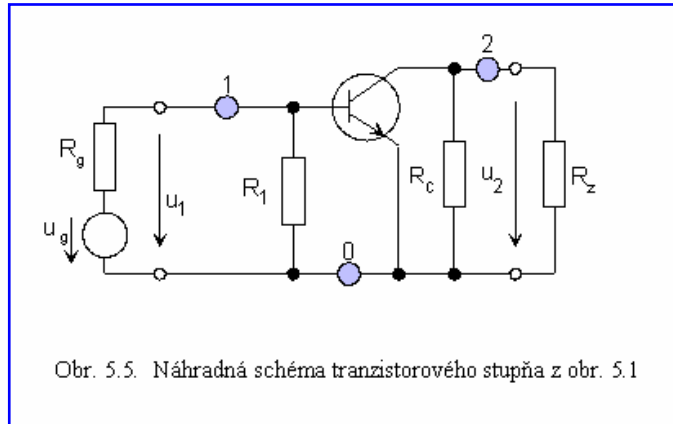
bod P. Pracovný bod má súradnice $U_{CEP} = 10 \text{ V}$, $I_{CP} = 8,6 \text{ mA}$, $U_{BEP} = 0,56 \text{ V}$, $I_{BP} = 20 \text{ } \mu\text{A}$, pracovným bodom prechádza priamka záťaže (rovnica (5.1)). Z rovnice (5.1) tiež vyplýva, že pri nulovom kolektorovom prúde je hodnota kolektorového napätia:

$$U_{CE}(I_C = 0) = U_{CC}.$$

To je druhý bod priamky zaťaženia zosilňovača. Smernica tejto priamky určuje veľkosť potrebného kolektorového rezistora. Po zakreslení j priamky zaťaženia preniesime priesečníky tejto priamky s čiarami konštantných bazových prúdov do druhého kvadrantu. Takto dostaneme dynamickú

prevodovú charakteristiku. V nej zakreslíme pracovný bod P, rovnako tak aj vo vstupnej charakteristike na čiare $U_{BE}=10\text{ V}$.

Ak na vstup zosilňovača privedieme signál, vychýli sa napätie bázy U_{BEP} vo vyznačenom rozsahu ΔU_1 . Toto napätie je asi 80 mV. Zmena napätia ΔU_1 vyvolá zmenu bázového prúdu ΔI_1 . Hodnotu



tohto prúdu odhadneme na 15 μA . Na dynamickej prevodovej charakteristike vymedzí zmena bázového prúdu ΔI_1 zmenu kolektorového prúdu ΔI_2 približne 6.4 mA. Konečne zmena kolektorového prúdu ΔI_2 spôsobí na priamke zaťaženia zmenu kolektorového napätia ΔU_2 približne 10 V. Vyznačený rozsah ΔU_2 je A_U -násobne väčší ako ΔU_1 . Pomer zmien:

$$A_U = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \tag{5.7}$$

sa nazýva napätový zosilňovací súčiniteľ tranzistorového stupňa, alebo krátko zosilnenie. Jeho hodnota v našom prípade je približne:

$$A_U = \frac{\Delta U_2}{\Delta U_1} \cong \frac{10\text{ V}}{80\text{ mV}} = 125$$

5.3 Použitie dvojbránových parametrov tranzistora pri analýze tranzistorového stupňa

Grafické postupy pri analýze zosilňovacieho stupňa sú nepresné, aj keď dávajú základnú predstavu o nelineárnych problémoch v súvislosti s pracovným bodom zosilňovača a veľkosťou spracovávaného signálu. Obvody pracujúce s malými signálmi sa riešia výpočtovými metódami. Všetky komponenty tranzistorového stupňa považujeme v okolí jednosmerného pracovného bodu za

Tabuľka 5.1

$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$	$y_{12} = \frac{h_{12}}{h_{11}}$
$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$	$y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$
$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$	

lineárne. Aj tranzistor sa považuje za lineárny prvok opísaný rovnicami (3.12 - 3.15) a reprezentovaný náhradnými schémami na [obr. 3.9](#) a [3.10](#).

Pri výpočte elektrických obvodov s tranzistorom sa používa metóda uzlových potenciálov alebo metóda obvodových prúdov. Pri nich sa s výhodou používa maticového výpočtu. Predpokladá sa znalosť admitančných prípadne impedančných parametrov tranzistora. Často nachádzame v katalógoch tranzistorov hybridné parametre. [Tabuľka 5.1](#) nám umožní vykonať prepočet h-parametrov na parametre y.

Pri výpočte vlastností zosilňovača sa zostaví najskôr matica (napríklad admitančná) skúmaného obvodu. Tranzistor, ako aktívny dvojbran, sa zapíše do matice lineárnymi parametrami (napríklad y parametre). Vychádzajme s topológiou obvodu na [obr. 5.1](#). Admitančnú maticu zostavíme na základe náhradnej schémy na [obr. 5.5](#), ktorá preberá len tie komponenty obvodu z [obr. 5.1](#), ktoré sprostredkovávajú spracovanie striedavého signálu. Napríklad zdroj napájacieho napätia predstavuje pre striedavý signál skrat, väzobné kapacitory sa navrhujú tak, aby pre striedavý signál mali minimálnu impedanciu. Preto tieto komponenty nie sú v náhradnej schéme uvedené. V náhradnej schéme vyznačíme uzly, napríklad vstupný uzol má číslo 1, výstupný uzol číslo 2, referenčný uzol číslo 0.

Ak použijeme admitančné parametre tranzistora podľa [obr. 3.10](#), označíme:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1} \text{ a } Y_c = \frac{1}{R_c}$$

potom má admitančná matica zosilňovača tvar:

$$(Y) = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_1 + y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & Y_c + y_{22} \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Vlastnosti skúmaného obvodu sa určujú priamo z matice Y (metóda uzlových napätí), ak k tomu použijeme nasledujúce dve rovnice pre vstupný a výstupný obvod zosilňovača:

$$i_1 = Y_{11}u_1 + Y_{12}u_2 \quad (5.9a)$$

$$i_2 = Y_{21}u_1 + Y_{22}u_2 \quad (5.9b)$$

$$u_1 = u_g - R_g i_1 \quad (5.10a)$$

$$u_2 = -R_z i_2 \quad (5.10b)$$

Pomocou (5.8 - 5.10b) dostaneme nasledujúce rovnice výpočtu parametrov zosilňovača:

Napäťové zosilnenie:
$$A_u = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{y_{21}}{y_{22} + Y_c + Y_z} \quad (5.11)$$

Prúdové zosilnenie:
$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{y_{21}(Y_c + Y_z)}{(y_{11} + Y_1)(Y_c + Y_z) + \Delta y} \quad (5.12)$$

Vstupný odpor:
$$R_{vst} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{y_{22} + Y_c + Y_z}{(y_{11} + Y_1)(Y_c + Y_z) + \Delta y} \quad (5.13)$$

Výstupný odpor:
$$R_{vyst} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{y_{11} + Y_1 + Y_g}{(y_{22} + Y_c)Y_g + \Delta y} \quad (5.14)$$

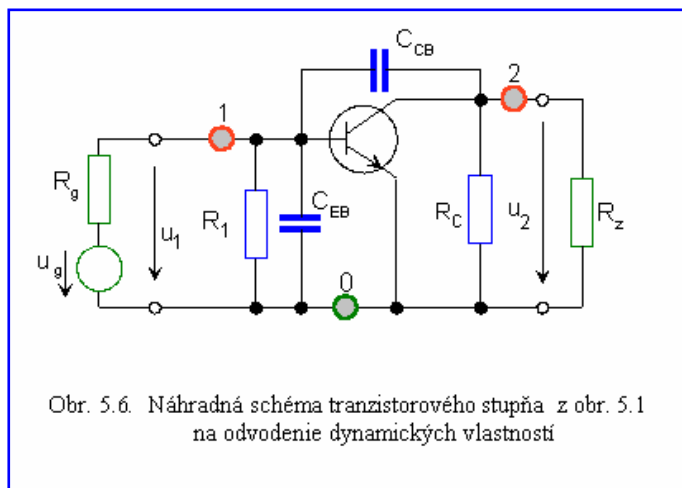
Vo vzťahoch boli použité označenia:
$$Y_g = \frac{1}{R_g}, \Delta y = y_{11} \cdot y_{22} - y_{12} \cdot y_{21}.$$

Vplyv poklesu zosilnenia s rastúcou frekvenciou sa dá zistiť tak, že do náhradnej schémy zosilňovača doplníme barierové kapacity PN priechodov a frekvenčnú závislosť poklesu prúdového zosilňovacieho súčiniteľa vyjadrenú vzťahom (3.26). Vznikne nám dynamická náhradná schéma

tranzistorového stupňa na [obr.5.6](#). Zvolený postup je výhodný preto, že údaje na zostavenie matice môžeme získať z katalógu tranzistorov.

Modifikovaná admitančná matica (5.8) s dynamickými prvkami bude mať tvar:

$$(Y_d) = \begin{pmatrix} Y_{d11} & Y_{d12} \\ Y_{d21} & Y_{d22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_1 + y_{11} + j2\pi(C_{EB} + C_{CB}) & y_{12} - j2\pi C_{CB} \\ \frac{y_{21}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} - j2\pi C_{CB} & Y_c + y_{22} + j2\pi C_{CB} \end{pmatrix} \quad (5.15)$$



Literatúra ku kapitole 5

- [1] BURGER, I., HUDEC, L.: Elektronické prvky, Vš. učebnica, Alfa Bratislava, 1989
- [2] ČUNTALA, J.a kol.:Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie (návod na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1988
- [4] TICHAVSKÁ, N.: Elektronické prvky, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1987
- [5] SZÁNTÓ, L.: Integrované obvody, Alfa Bratislava 1990

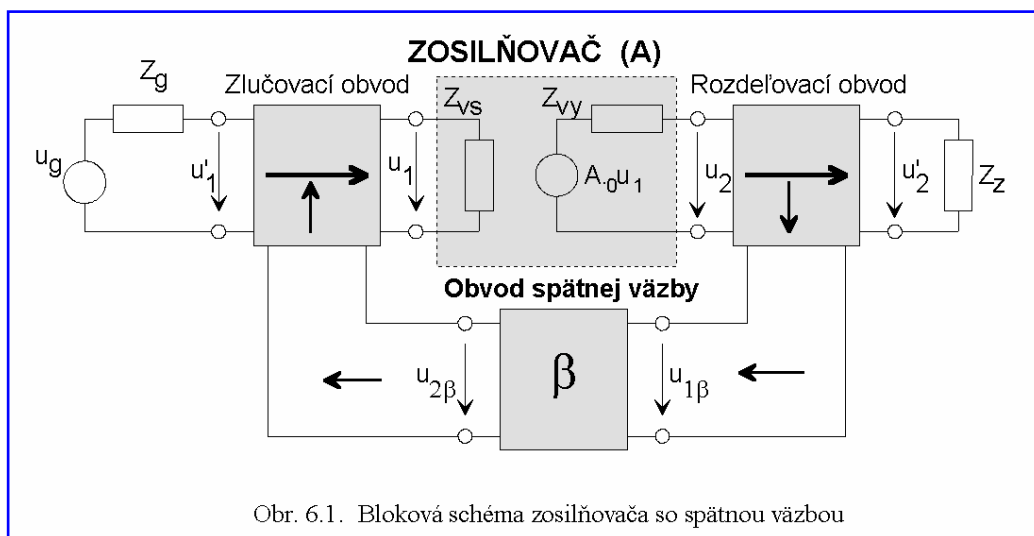
6 NAPĀŤOVÁ A PRÚDOVÁ SPĀTNÁ VĀZBA

Prirodzenou požiadavkou elektronického zosilňovača je, aby jeho prevádzka bola spoľahlivá aj v prípadoch zmien parametrov jeho prvkov, či zmien prostredia v ktorom sa takýto zosilňovač nachádza. Spätná väzba, správne realizovaná, umožňuje napríklad zlepšiť stabilitu zosilňovača, zmenšiť vplyv kolísania napájania, potlačiť vplyv zmeny teploty a podobne. Spätnou väzbou môžeme zásadným spôsobom korigovať priebeh amplitúdovej frekvenčnej charakteristiky, znížiť hodnotu nelineárneho skreslenia, meniť vstupný, výstupný odpor zosilňovača atď.

Uvedieme niekoľko príkladov použitia spätnej väzby:

- Obvody s operačnými zosilňovačmi,
- Oscilátory harmonického napätia,
- Generátory kmitov definovaného tvaru,
- Fázové závesy,
- Stabilizácia pracovných bodov zosilňovača,
- Stabilizátory napätia,
- atď.

6.1 Zosilňovač so spätou väzbou a jeho základná charakteristika



Všeobecné blokové zapojenie spätno-väzobného reťazca so zosilňovačom je na [obr. 6.1](#). V tomto zapojení sa predpokladá, že jednotlivé bloky sú lineárne a prenášajú signál naznačeným smerom.

V blokovej schéme na obr. 6.1 predstavujú symboly jednotlivých prvkov tento význam:

u_g, Z_g - budiaci zdroj napätia,

Z_{vs}, Z_{vy} - vstupná, resp. výstupná impedancia zosilňovača bez spätnej väzby,

$A_0 u_1$ - vnútorný zdroj napätia zosilňovača riadený napätím,

β - prenos napätia v obvode spätnej väzby $\beta = \frac{u_{2\beta}}{u_{1\beta}}$,

Z_z - zaťažovacia impedancia.

Externý prenos napätia zo zdroja u_g na výstup zosilňovača definujeme nasledovne:

$$A'_{\text{ext}} = \frac{u_2'}{u_g} \quad (6.1)$$

Zavedieme si čiastočné prenosi napätia podľa blokovej schémy obr. 6.1 a označíme ich nasledovne:

K_1 prenos:

Charakterizuje cestu signálu z budiaceho zdroja signálu u_g cez zlučovací obvod, spätnoväzobný člen β , rozdeľovací obvod do záťaže Z_Z .

K_2 prenos:

Charakterizuje cestu signálu z vnútorného napätím riadeného zdroja napätia bloku A cez rozdeľovací obvod do záťaže Z_Z .

K_3 prenos:

Charakterizuje cestu signálu z budiaceho zdroja signálu u_g cez zlučovací obvod na vstup bloku A.

K_4 prenos:

Charakterizuje cestu z vnútorného napätím riadeného zdroja napätia bloku A cez rozdeľovací obvod, spätnoväzobný člen β , cez zlučovací obvod na vstup bloku A.

Pre definované prenosi napätia vyplývajú z [obr. 6.1](#) nasledujúce rovnice:

$$u_2' = K_1 \cdot u_g + K_2 \cdot A_0 \cdot u_1 \quad (6.2)$$

$$u_1 = K_3 \cdot u_g + K_4 \cdot A_0 \cdot u_1 \quad (6.3)$$

$$A'_{\text{ext}} = K_1 + \frac{K_2 \cdot K_3 \cdot A_0}{1 - K_4 \cdot A_0} \quad (6.4)$$

Aby sa dali využiť vlastnosti (6.4), je účelné porovnať výsledky analýzy obvodu so spätnou väzbou a bez nej. Prenos $K_4 \cdot A_0$, ktorý sa nachádza v rovnici (6.4) uskutočňuje prenos signálu zo vstupu bloku zosilňovača cez vetvu spätnej väzby späť na vstup zosilňovača. Je to prenos rozpojenej spätnoväzobnej slučky:

$$K_4 \cdot A_0 = \beta \cdot A \quad (6.5)$$

Ak súčasne platí, že $K_1 = K_4 = 0$, bude:

$$K_3 \cdot K_2 \cdot A_0 = A_{\text{ext}} \quad (6.6)$$

čo je charakteristický stav obvodu bez spätnej väzby. Rovnica (6.4) s prispáním (6.5) a (6.6) nadobudne nasledujúci výraz:

$$A'_{\text{ext}} = K_1 + \frac{A_{\text{ext}}}{1 - \beta A} \quad (6.7)$$

Pre praktické používanie výrazu (6.7) sa aditívny člen K_1 zanedbáva. Aby sa dal výraz (6.7) exaktne použiť, treba správne stanoviť prenos rozpojenej spätnoväzobnej slučky a prenos obvodu bez spätnej väzby. Platí teda zjednodušený výraz:

$$A'_{\text{ext}} = \frac{A_{\text{ext}}}{1 - \beta A} \quad (6.8)$$

6.2 Vplyv spĀtnej vĀzby na vlastnosti obvodu

SpĀtnĀ vĀzba sa v elektronickĀch obvodoch veĤmi Āasto pouĤiva na űpravu parametrov obvodu. Obvod so zavedenou spĀtnou vĀzbou potom ziskava novĀ vlastnosti. CieĤom tejto kapitoly je zoznĀmiť sa s hlavnĀmi űinkami spĀtnej vĀzby na vlastnosti zosilĤovaĀa.

6.2.1 Vplyv spĀtnej vĀzby na externĀ napĀťovĀ prenos

Vplyv spĀtnej vĀzby na napĀťovĀ zosilnenie urĀuje vĀraz (6.7). Pre jednoduchosť predpokladajme, Ťe aditĤvny Ālen K_1 je nulovĀ. Potom dĤjde k zjednoduŤeniu a z (6.8) mĤžeme napĤsať:

$$A'_{\text{ext}} = \frac{A_{\text{ext}}}{F} \quad (6.9)$$

kde:

$$F = 1 - \beta A \quad (6.10)$$

nazĤvame vratnĀ rozdiel,

β - koeficient spĀtnej vĀzby (prenos vetvy spĀtnej vĀzby),

A - prenos zosilĤovacej vetvy (zosilnenie).

SpĀtnĀ vĀzbu rozdeĤujeme na kladnĀ a zĀpornĀ. K tomuto rozdeleniu moĤno pristĤpiť na zĀklade zjednoduŤenia (6.10), keĤ budeme predpokladať sűĀin reĀlne Āislo. Toto zjednoduŤenie sa dĀ zdĤvodniť pre jednosmernĀ zosilĤovaĀe do 10 % hornej medznej frekvencie a v striedavĀch zosilĤovaĀoch v intervale frekvenciĀ strednĀho pĀsma. FormĀlne mĤžeme klasifikovať zĀpornĀ a kladnĀ spĀtnĀ vĀzbu takto:

$ \beta A < 0 \Rightarrow F > 1 \Rightarrow A'_{\text{ext}} < A_{\text{ext}} $	zĀpornĀ spĀtnĀ vĀzba (zmenŤi sa pĤvodnĀ zosilnenie zosilĤovaĀa).
$ \beta A = 0 \Rightarrow F = 1 \Rightarrow A'_{\text{ext}} = A_{\text{ext}} $	obvod bez spĀtnej vĀzby (rovnakĀ zosilnenie).
$0 < \beta A < 1 \Rightarrow 1 > F > 0 \Rightarrow A'_{\text{ext}} > A_{\text{ext}} $	kladnĀ spĀtnĀ vĀzba, (zvĀĀŤi sa pĤvodnĀ zosilnenie zosilĤovaĀa obvod je stabilnĀ).
$ \beta A = 1 \Rightarrow F = 0 \Rightarrow A'_{\text{ext}} \rightarrow \infty$	kladnĀ spĀtnĀ vĀzba, obvod kmitĀ, je nestabilnĀ.

6.2.2 Vplyv spĀtnej vĀzby na kolĤsanie zosilnenia zosilĤovaĀa

NominĀlnĀ hodnota zosilnenia vykazuje v praxi zmeny v sűvislosti so zmenami fyzikĀlnĀch pomerov v zosilĤovaĀi alebo jeho okolĀ. NajĀastejŤie sa v praxi stretĀvame s kolĤsanim teploty, zmenami napĀtia napĀjania alebo zmenou vlastnosť sűĀiastok ich starnutĀm.

OznaĀme $\frac{\Delta A}{A}$ ako relatĤvnu zmenu zosilnenia zosilĤovaĀa bez spĀtnej vĀzby a $\frac{\Delta A'}{A'}$ ako relatĤvnu zmenu zosilnenia zosilĤovaĀa so spĀtnou vĀzbou.

Pomer relatĤvnych hodnĤt zosilnenia je:

$$\frac{\frac{\Delta A'}{A'}}{\frac{\Delta A}{A}} = \frac{\Delta A'}{\Delta A} \cdot \frac{A}{A'} = \frac{1}{1 - \beta A} = \frac{1}{F}$$

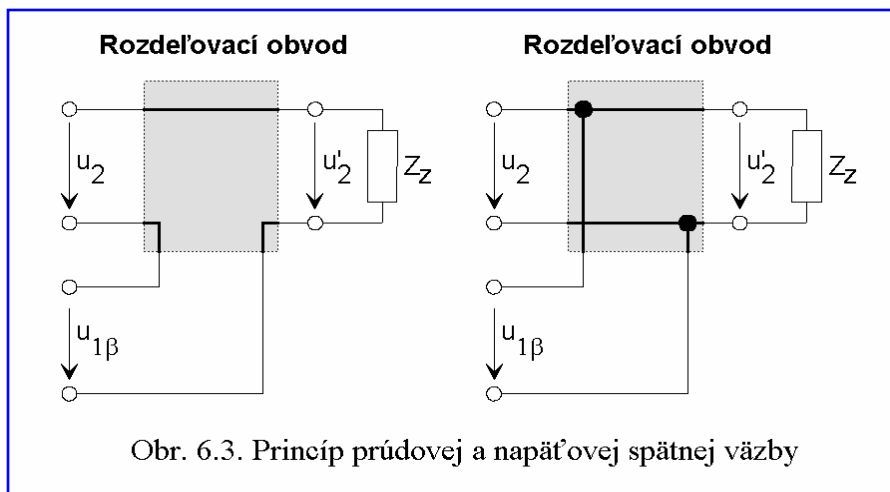
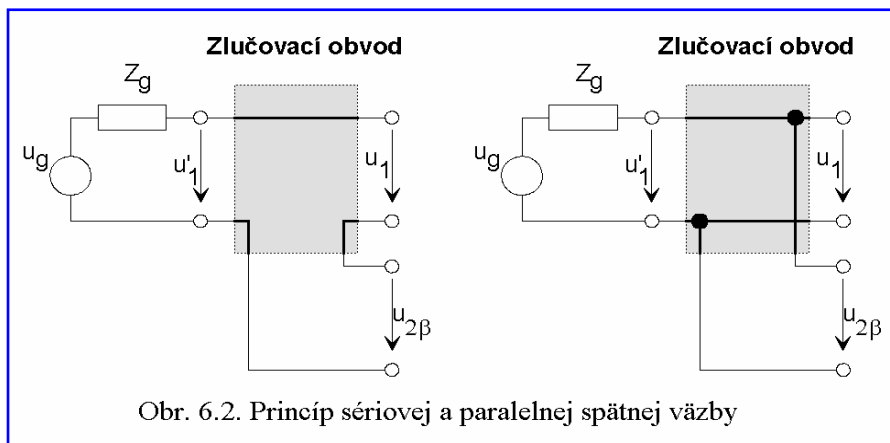
RelatĤvna zmena zosilnenia zosilĤovaĀa sa zĀpornou spĀtnou vĀzbou F - krĀt zmenŤi.

6.2.3 Vplyv spätnej väzby na vstupnú, výstupnú impedanciu (admitanciu) zosilňovača

Imitancia obvodu so spätnou väzbou je závislá na parametroch zosilňovacej aj spätnoväzobnej vetvy. Rozhodujúce sú však konkrétne vyhotovenia zlučovacieho a rozdeľovacieho obvodu. Všeobecne je možné dospieť k nasledujúcim záverom:

1. Vstupnú imitanciu určuje predovšetkým štruktúra zlučovacieho obvodu.
2. Výstupnú imitanciu určuje predovšetkým štruktúra rozdeľovacieho obvodu.
3. Veľkú úlohu hrá aj zavedená kladná resp. záporná spätná väzba, frekvenčná závislosť spätnej väzby.

Zlučovací obvod môže mať dve alternatívne štruktúry. Podľa [obr. 6.2](#) zdroj signálu u_g a výstup vetvy spätnej väzby sú zapojené v sérii alebo paralelne. Z tohto usporiadania vyplýva sériová resp.

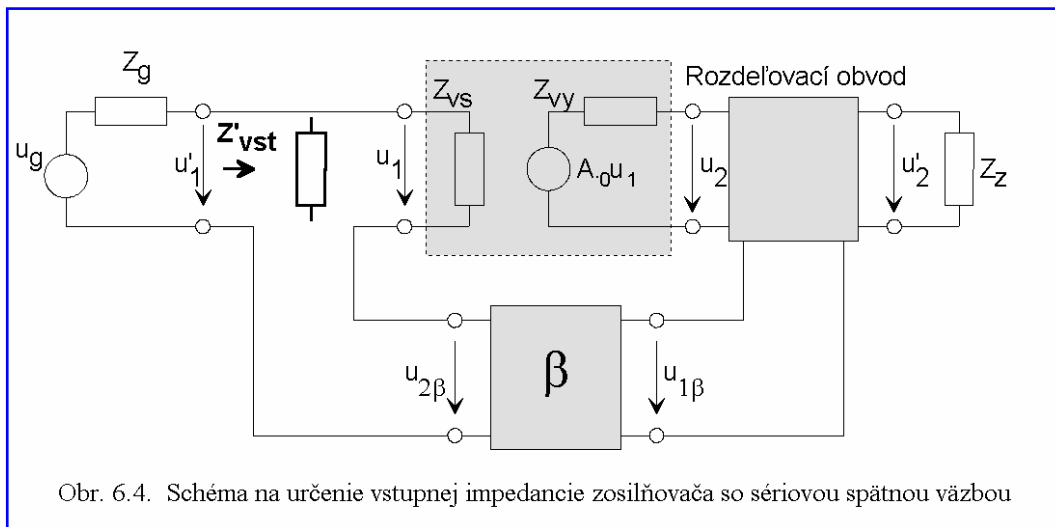


paralelná spätná väzba.

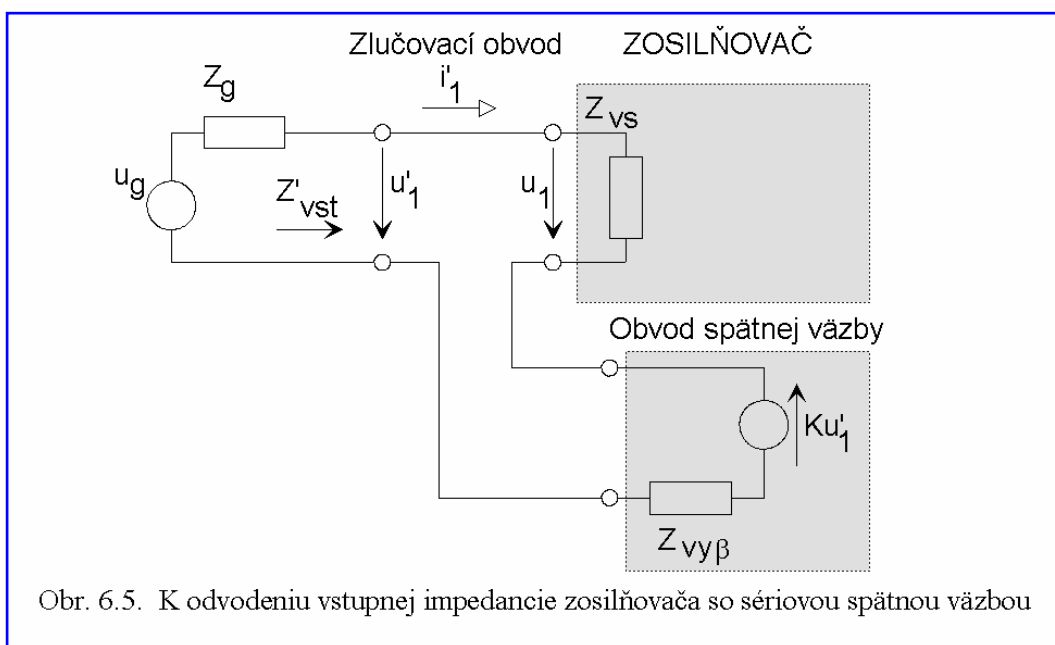
Rozdeľovací obvod podľa [obr. 6.3](#) môže mať tiež alternatívu. Zát'až je napájaná prúdom, ktorý prechádza vstupom vetvy spätnej väzby. Je to prúdová spätná väzba. Druhá časť obr. 6.3 ukazuje ako je zapojený rozdeľovací obvod pri napät'ovej spätnej väzbe. Typ zlučovacieho a rozdeľovacieho obvodu sa dá vhodne kombinovať. Dostaneme tak štyri kombinácie ako zapojiť spätnú väzbu:

- spätná väzba sériová prúdová,
- spätná väzba sériová napät'ová,
- spätná väzba paralelná prúdová,
- spätná väzba paralelná napät'ová.

V nasledujúcej časti si ukážeme, ako určiť vstupnú impedanciu zosilňovača so zavedenou sériovou spätnou väzbou. Zapojenie zosilňovača je na [obr. 6.4](#).



6



Vstupnú impedanciu Z'_{vst} uvažujeme na vstupe zlučovacieho obvodu so zapojenou spätnou väzbou. Vstupná impedancia rozpojenej spätnej väzby (v rozpojenej spätnej väzbe je potrebné správne zakončiť rozdeľovací a blok spätnej väzby) sa určí podľa vzťahu:

$$Z_{vst} = Z_{vs} + Z_{vy\beta} \quad (6.11)$$

kde $Z_{vy\beta}$ je výstupná impedancia bloku β rozpojenej slučky spätnej väzby. Vstupnú impedanciu po zapojení spätnej väzby určíme podľa [obr. 6.5](#).

$$u'_1 = Z_{vs} i'_1 - K u'_1 + Z_{vy\beta} i'_1 \quad (6.12)$$

$$u'_1 = Z'_{vst} i'_1 \quad (6.13)$$

kde K predstavuje napätový prenos naprázdno zo vstupu zosilňovača na výstup spätnoväzobného bloku β .

Prenos rozpojenej slučky spätnej väzby (6.5) sa dá vyjadriť pomocou [obr. 6.5](#) nasledovne:

$$\beta \cdot A = K \frac{Z_{vs}}{Z_{vs} + Z_{vy\beta} + Z_g} \quad (6.14)$$

Pomocou rovníc (6.12 - 6.13) dostaneme výsledok:

$$Z'_{vst} = \frac{u'_1}{i'_1} = (Z_{vs} + Z_{vy\beta})(1 - \beta \cdot A) - Z_g \cdot \beta \cdot A \quad (6.15)$$

Ak do vzťahu (6.15) zavedieme vratný rozdiel podľa (6.10) a zoberieme do úvahy Z_{vst} podľa (6.11), dostaneme jednoduchší výraz vstupnej impedancie zosilňovača so zavedenou spätnou väzbou:

$$Z'_{vst} = Z_{vst} \cdot F - Z_g \cdot (F - 1) \quad (6.16)$$

Zápornou spätnou väzbou ($F > 1$) sa dá zväčšovať hodnota vstupnej impedancie zosilňovača. Ak by bol zosilňovač budený ideálnym zdrojom napätia ($Z_g = 0$) výraz (6.16) sa dá ešte zjednodušiť :

$$Z'_{vst} = Z_{vst} \cdot F \quad (6.17)$$

Podobným spôsobom možno analyzovať prípad vstupnej admitancie paralelnej spätnej väzby. Pre jednoduchosť analýzy je lepšie analyzovať vstupnú admitanciu. Dostaneme tak výsledok:

$$Y'_{vst} = \frac{i'_1}{u'_1} = (Y_{vs} + Y_{vy\beta})(1 - \beta \cdot A) - Y_g \cdot \beta \cdot A = Y_{vst} \cdot F - Y_g \cdot (F - 1) \quad (6.18)$$

Výstupnú impedanciu alebo admitanciu analyzujeme podľa štruktúry rozdeľovacieho bloku. Analýzou potom dospejeme k výsledku, že záporná napäťová spätná väzba zväčšuje výstupnú admitanciu:

$$Y'_{vyst} = \frac{i'_2}{u'_2} = (Y_{vy} + Y_{vs\beta})(1 - \beta \cdot A) - Y_z \cdot \beta \cdot A = Y_{vyst} \cdot F - Y_z \cdot (F - 1) \quad (6.19)$$

kde admitancia $Y_{vyst} = Y_{vy} + Y_{vs\beta}$.

Záporná prúdová spätná väzba zväčšuje výstupnú impedanciu:

$$Z'_{vyst} = \frac{u'_2}{i'_2} = (Z_{vy} + Z_{vs\beta})(1 - \beta \cdot A) - Z_z \cdot \beta \cdot A = Z_{vyst} \cdot F - Z_z \cdot (F - 1) \quad (6.20)$$

6.2.4 Vplyv spätnej väzby na frekvenčnú charakteristiku zosilňovača

Pri vyšetrowaní frekvenčnej závislosti zosilnenia zosilňovača so zavedenou spätnou väzbou opísaného výrazom (6.8) sa všeobecne môžu považovať všetky členy frekvenčne závislé. Vyšetrowanie takéhoto prípadu je zložité a neprehľadné. Uvedieme si preto dva zaujímavé prípady:

1. Zosilnenie A je frekvenčne nezávislé, na frekvencii závisí len $\beta(j\omega)$:

V praxi sa používa tento variant pri splnenej podmienke $|\beta A| \Rightarrow \gg 1$ (operačný zosilňovač). Potom sa dá výraz (6:8) zjednodušiť nasledovne:

$$A'_{ext}(j\omega) = -\frac{1}{\beta(j\omega)} \quad (6.21)$$

Ako ukazuje (6.21), dochádza k inverzii prevodovej funkcie bloku spätnej väzby a tým aj k vytvoreniu inverznej amplitúdovej a fázovej frekvenčnej charakteristiky zosilňovača.

2. Prenos β je frekvenčne nezávislý, frekvenčne závislé je zosilnenie $A(j\omega)$:

$$A'_{ext}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - \beta \cdot A(j\omega)} \quad (6.22)$$

kde:

$$A(j\omega) = \frac{A_s}{P(j\omega)} \quad (6.23)$$

A_s predstavuje zosilnenie zosilňovača v strednom pásme frekvencií (priepustné pásmo signálu).

Rozoberieme dva typické prípady frekvenčnej závislosti $A(j\omega)$:

V bloku zosilňovača pôsobí jeden integračný článok. Potom platí:

$$P(j\omega) = P_h(j\omega) = 1 + j\omega\tau_h \quad (6.24)$$

Z výrazov (6.22 -6.24) dostaneme:

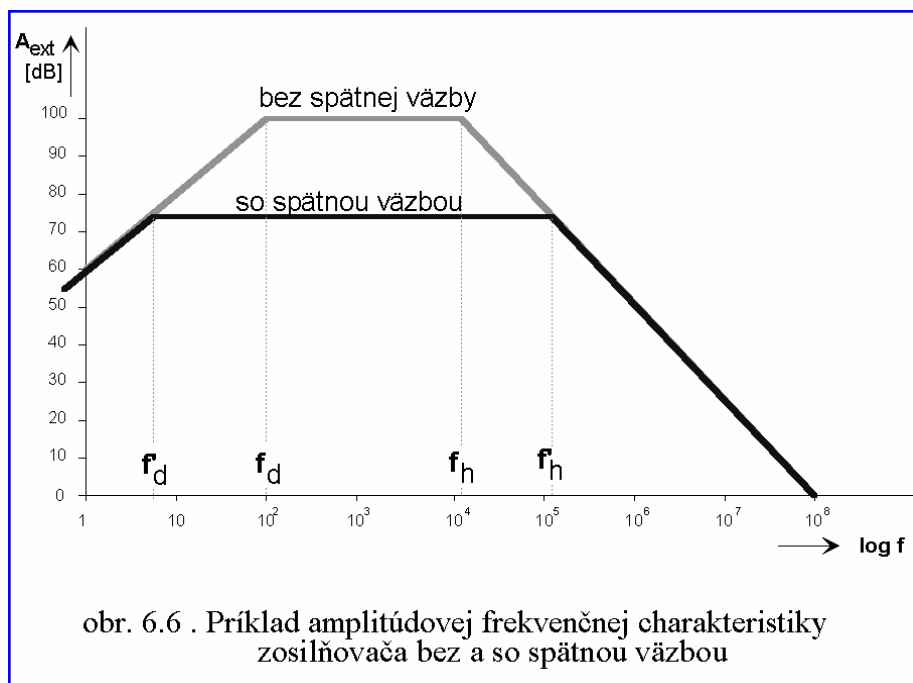
$$A'_{\text{ext}}(j\omega) = \frac{\frac{A_s}{F_s}}{1 + j\omega\frac{\tau_h}{F_s}} \quad (6.25)$$

Zosilnenie zosilňovača so spätnou väzbou v strednom pásme dostaneme pre $\omega \rightarrow 0$ v (6.25):

$$A'_{\text{ext}}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 - \beta \cdot A(j\omega)} \quad (6.26)$$

Časová konštanta integračného článku je :

$$\tau'_h = \frac{\tau_h}{F_s} \quad (6.27)$$



Horná medzná frekvencia f_h sa po zavedení spätnej väzby zmení na:

$$f'_h = \frac{1}{2\pi\tau'_h} = f_h \cdot F_s \quad (6.28)$$

V bloku zosilňovača je jeden derivačný článok, potom:

$$P(j\omega) = P_d(j\omega) = 1 + \frac{1}{j\omega\tau_d}$$

a analogickým spôsobom, ako v predchádzajúcom prípade dostaneme:

$$f'_d = \frac{1}{2\pi f'_d} = \frac{f_d}{F_s} \quad (6.29)$$

Na základe výsledkov (6.28 a 6.29) môžeme tvrdiť, že **záporná spätná väzba ($F_S > 1$) zmenší síce zosilnenie v strednom pásme, ale v rovnakej miere zvýši hodnotu hornej medznej frekvencie a zníži hodnotu dolnej frekvencie zosilňovača**, to znamená že rozšíri jeho priepustné pásmo. Názorne to dokumentuje [obr. 6.6](#).

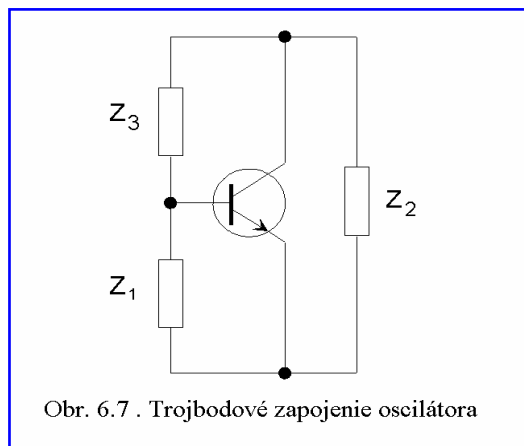
6.3 Oscilátory harmonického signálu

Elektronický obvod, ktorý je zdrojom harmonického signálu sa nazýva oscilátor. Štruktúra oscilátora obsahuje dva typy prvkov:

- aktívny elektronický prvok (tranzistor, tunelová dióda, operačný zosilňovač, atď.),
- pasívne prvky R, L, C, ktoré určujú frekvenciu kmitov oscilátora

Podmienkou vzniku a udržania netlmeného harmonického signálu je kladná spätná väzba. Základné parametre oscilátora sú:

- frekvencia oscilátora,
- stabilita amplitúdy a frekvencie oscilátora
- preladiťnosť oscilátora



Ak nie sú vysoké nároky na frekvenčnú stabilitu, potom sa v praxi používajú RC alebo LC oscilátory. Lepšou frekvenčnou stabilitou sa vyznačujú oscilátory s kryštálom.

Vznik a udržanie kmitov oscilátora je možné posudzovať viacerými metódami. Jednou z nich je skúmanie účinkov kladnej spätnej väzby na medzi stability zosilňovača. Podmienky kmitania zosilňovača závisia na stupni spätnej väzby F (6.10).

Medzu oscilácií určíme z podmienky $F=0$. Preto:

$$\beta(j\omega) \cdot A(j\omega) = 1 \quad (6.30)$$

Z podmienky (6.30) vyplýva **amplitúdová podmienka** oscilácií:

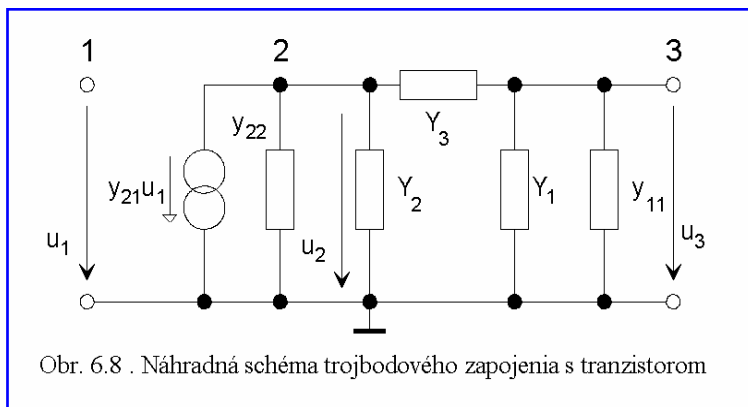
$$|\beta(j\omega)| \cdot |A(j\omega)| = 1, \quad (6.31)$$

a **fázová podmienka** oscilácií:

$$\varphi_\beta + \varphi_A = 0 \quad (6.32)$$

6.3.1 LC oscilátory

Frekvenciu harmonického signálu LC oscilátora zabezpečuje rezonančný LC obvod.



Všeobecná schéma LC oscilátora v tzv. trojbodovom zapojení je na [obr. 6.7](#). Podmienka kmitania obvodu (6.30) aplikovaná na trojbodové zapojenie vyplýva z riešenia prenosu napätia v náhradnej schéme [obr. 6.8](#) a tomu zodpovedajúcej admitančnej matice:

6

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ y_{21} & y_2 + Y_3 & -Y_3 \\ 0 & -Y_3 & y_1 + Y_3 \end{pmatrix},$$

$$y_1 = y_{11} + Y_1, \quad y_2 = y_{22} + Y_2, \quad Y_1 = \frac{1}{Z_1}, \quad Y_2 = \frac{1}{Z_2}, \quad Y_3 = \frac{1}{Z_3}$$

Prenos napätia bloku spätnej väzby je podľa obr. 6.8 :

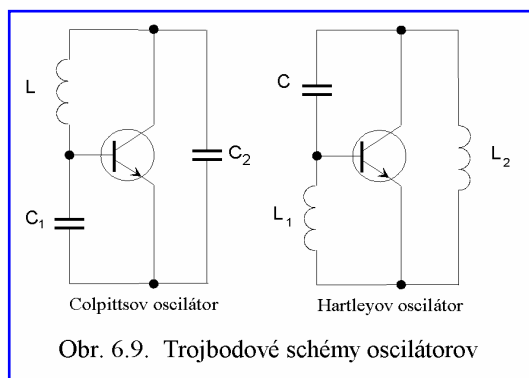
$$\beta_u = \frac{u_3}{u_2}.$$

Tranzistor zabezpečuje napät'ové zosilnenie:

$$A_u = \frac{u_2}{u_1}.$$

Súčin:

$$A_u \beta_u = \frac{u_3}{u_1} = 1.$$



Pre komplexne vyjadrené admitancie $Z_i = R_i + jX_i$ a splnenie podmienky (6.30) dostaneme:

$$-\frac{1}{y_{21}} = \frac{-X_1 X_2 + R_1 R_2 + jR_1 X_2 + jR_2 X_1}{R_1 + R_2 + R_3 + j(X_1 + X_2 + X_3)} \quad (6.33)$$

V praktických zapojeniach musia mať X_1 a X_2 rovnaký charakter (obidva kapacitivy alebo indukty) a X_3 musí mať opačný charakter ako X_1 a X_2 . Dostávame tak na [obr. 6.9](#) dve základné schémy LC oscilátorov, Colpittsov a Hartleyov oscilátor.

6.3.2 RC oscilátory

Tieto druhy oscilátorov používajú v kladnej spätnej väzbe fázovacie RC články. RC oscilátory vyžadujú, aby bola fázová frekvenčná charakteristika prenosu bloku spätnej väzby v okolí oscilačnej frekvencie čo najstrmšia. Tejto požiadavke vyhovuje niekoľko typov článkov RC. Ako príklad uvádzame RC oscilátor s Wienovým článkom na [obr. 6.10](#). Z podmienok vzniku oscilácií sa dá určiť, že oscilátor sa rozkmitá na frekvencii :

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$$

Pri frekvencii ω_0 je prenos napätia Wienovým článkom:

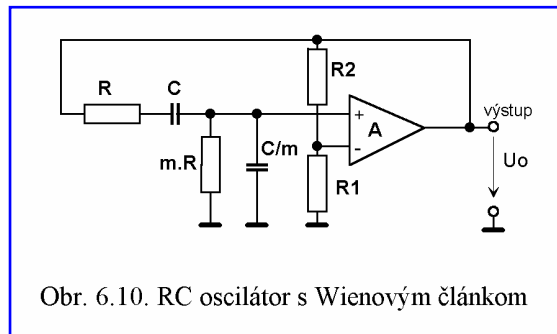
$$\beta(\omega_0) = \frac{m}{2 + m}$$

Dvojicou rezistorov R_1 a R_2 sa nastavuje potrebné zosilnenie tak, aby platilo:

$$\beta(j\omega_0) \cdot A(j\omega_0) = 1,$$

$$A(\omega_0) = \frac{2 + m}{m} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

RC oscilátory s posuvom fázy blokom spätnej väzby používajú reťazec troch derivačných alebo integračných článkov. Problematické je však preladovanie frekvencie.



Obr. 6.10. RC oscilátor s Wienovým článkom

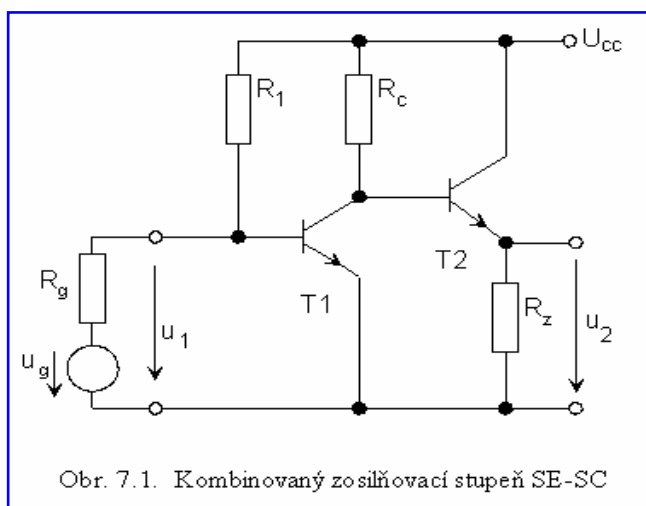
Literatūra ku kapitole 6

- [1] SEIFART, M.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitych signálov, Alfa Bratislava, 1988
- [2] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie (nāvody na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1988
- [4] KADLEC, J., NEUMANN, P.: Teorie obvodů III - přednášky, skriptá ČVUT Praha, ediční středisko ČVUT 1990



7 KOMBINOVANÉ ZOSILŇOVACIE STUPNE

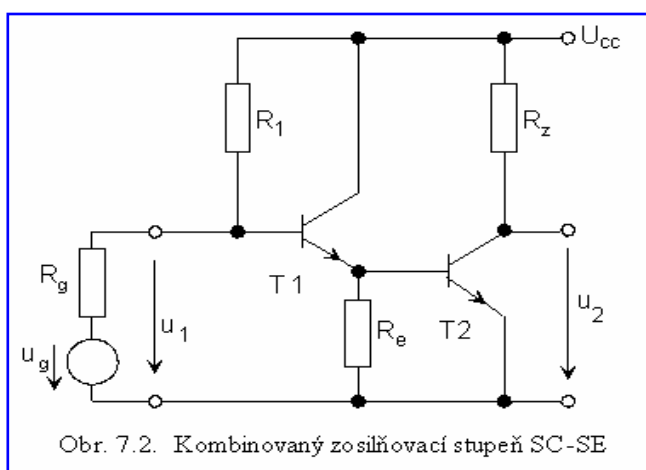
Požiadavky na vlastnosti zosilňovača sa vo väčšine prípadov jedným zosilňovacím stupňom zo základných zapojení SE, SC, SB nedajú splniť. V monolitických integrovaných obvodoch sa vyskytujú zosilňovacie stupne, ktoré vznikli kombináciou základných zapojení prepojených galvanickou väzbou. V tejto kapitole poukážeme na vybrané kombinované stupne SE-SC



(kombinovaný stupeň prepojeného jednostupňového zosilňovača v zapojení so spoločným emitorom a jednostupňového zosilňovača so spoločným kolektorom), SC-SE, SE-SB, SE-SE.

7.1 Kombinovaný stupeň SE-SC

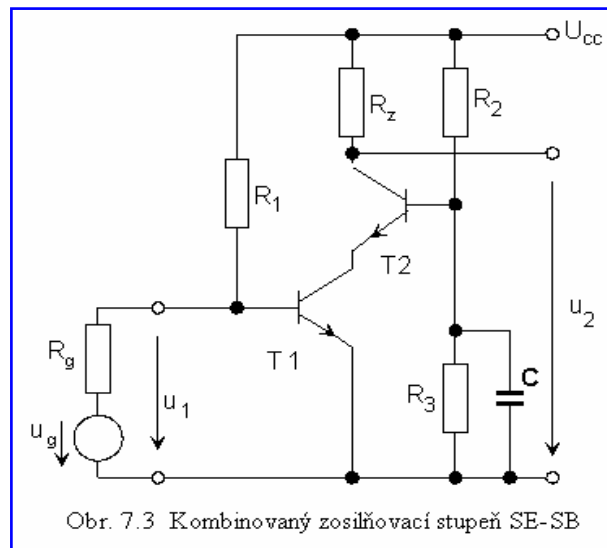
Zapojenie obvodu je na [obr. 7.1](#). Prvý stupeň (tranzistor T1) je v zapojení SE, druhý stupeň (tranzistor T2) v zapojení SC. V tomto prípade sú použité obidva tranzistory rovnakého typu. Dajú sa zostaviť kombinácie so vstupným unipolárnym tranzistorom. Väzba medzi stupňami je priama



(galvanicky je prepojený kolektor tranzistora T1 s bázou tranzistora T2).

Nastavenie pracovného bodu sa pre obidva stupne realizuje napríklad jednosmernou zápornou spätnou väzbou z výstupu na vstup. Zapojením sa dá dosiahnuť zníženie výstupného odporu, zvýšenie hornej medznej frekvencie, pretože rezistor záťaže R_z je oddelený od kolektorového rezistora. Týmto

zapojením sa dá dosiahnuť vysoké napäťové zosilnenie, pretože hodnotu rezistora R_C môže byť vysoká.



7.2 Kombinovaný stupeň SC-SE

Najjednoduchšie zapojenie stupňa SC-SE je na [obr. 7.2](#). Tranzistor T1 je v zapojení so spoločným kolektorom, T2 v zapojení so spoločným emitorom. Väzba medzi stupňami z emitora T1 na bázu T2 je realizovaná galvanicky. Opisovaný zosilňovač zvyšuje vstupný odpor, napäťové zosilnenie určuje hodnota rezistora R_Z zapojenia SE. Obvod dosahuje vysoké prúdové a výkonové zosilnenie.

7.3 Kombinovaný stupeň SE-SB

Známe je niekoľko zapojení tohoto kombinovaného stupňa. Názvom kaskóda sa označuje obvod na [obr. 7.3](#). Kaskóda je zostavená z dvoch rovnakých zosilňovacích prvkov. Potrebné predpätie bázy tranzistora T2 v zapojení so spoločnou bázou sa dosiahne rezistorovým deličom R_2, R_3 . Blokovací kapacitor C skratuje všetky striedavé zložky prúdov bázy tranzistora T2 na zem.

Prúdový zosilňovací koeficient v zapojení SB je takmer jedna, preto každá zmena kolektorového prúdu T1 sa prenáša na výstup kolektora T2. Výhodou zapojenia je potlačenie spätnoväzobnej kapacity a odstránenie vplyvu zmeny záťaže R_Z na vstupnú vodivosť zosilňovača. Pre rovnaké tranzistory, rovnaké stále jednosmerné prúdy je vnútorná strmosť obidvoch tranzistorov rovnaká. Napäťové zosilnenie stupňa SE bude $A_U = -1$. Ak má vstupný tranzistor T1 prechodový kapacitor, ${}^1C_{BC}$ bude vstupná kapacita stupňa:

$$C_{vs} = {}^1C_{BE} + {}^1C_{BC}(1 - A_U) = {}^1C_{BE} + 2 \cdot {}^1C_{BC} \quad (7.1)$$

Zo vzťahu (7.1) priamo vyplýva, že vstupná kapacita nezávisí na zosilnení. To je veľmi dôležité, ak potrebujeme ovládať zosilnenie kaskódy. Hodnotu napäťového zosilnenia určuje druhý stupeň. Zosilňovač tohto typu sa používa vo vysokofrekvenčných aplikáciách.

7.4 Kombinovaný stupeň SC-SB

Jedno z mnohých riešení kombinovaného stupňa SC-SB je na [obr. 7.4](#). Rezistormi R_1 a R_2 sa nastavuje stály jednosmerný pracovný bod. Pre maximálnu amplitúdu neobmedzeného napätia je potrebné dodržať pomer:

$$\frac{R_z}{R_e} \approx \frac{+U_{CC}}{|-U_{CC}|} \quad (7.2)$$

Opisovaný obvod sa používa so zavedenou zápornou spätnou väzbou. Vyznačuje sa tiež dobrými dynamickými vlastnosťami. Potrebné zosilnenie v strednom frekvenčnom pásme sa dá nastaviť rezistormi R_z a R_e . Potom platí :

$$A_{Us} \cong \frac{R_z}{R_e} \quad (7.3)$$

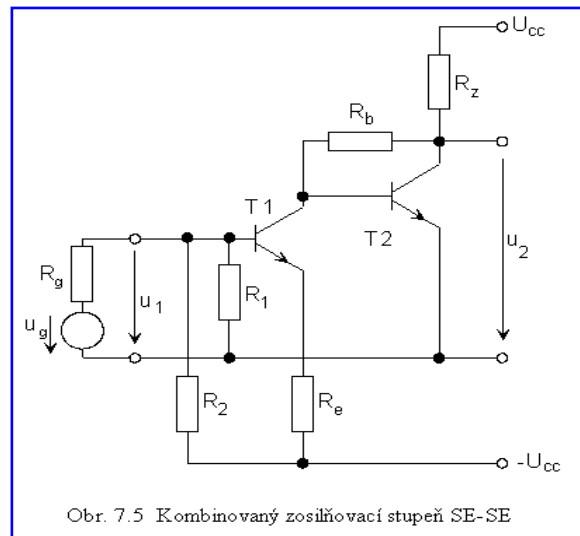
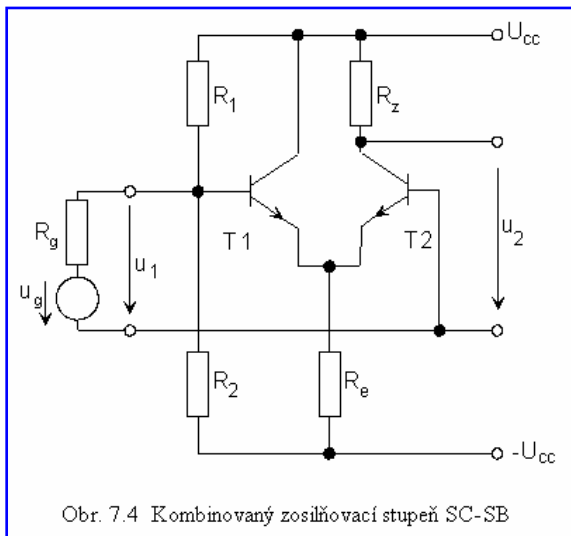
7.5 Kombinovaný stupeň SE-SE

Zapojenie SE má vysokú vstupnú kapacitu, veľký výstupný odpor a relatívne malý vstupný odpor. Tieto nevýhodné vlastnosti sa dajú napraviť pomocou sériovej napäťovej spätnej väzby. Na realizáciu sú potrebné dva stupne, prvý stupeň so sériovou spätnou väzbou, druhý stupeň s napäťovou spätnou väzbou. Príklad takého riešenia je na [obr. 7.5](#). Napäťové zosilnenie stupňa je dané rovnicou:

$$A_U \cong \frac{R_b}{R_e} \quad (7.4)$$

Vplyv Millerovho efektu je potlačený tým, že prvý stupeň nezosilňuje napätie, pretože je zaťažovaný malým vstupným odporom druhého stupňa. Obvod sa používa pre širokopásmové zosilňovače s vysokou hornou frekvenciou.

7



Literatúra ku kapitole 7

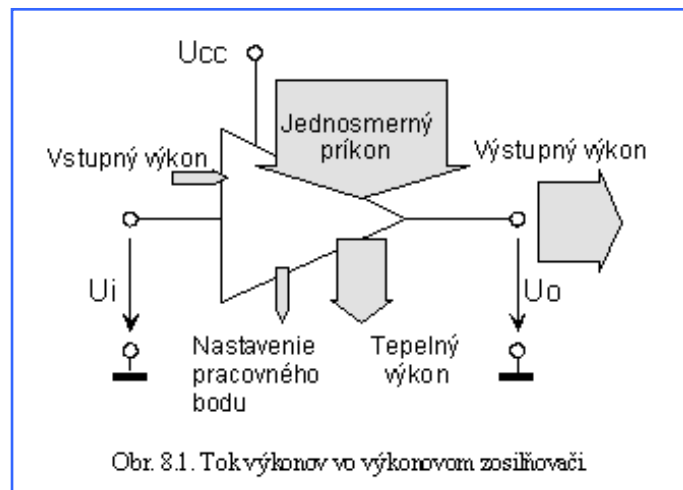
- [1] SEIFART, M.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitéch signálov, Alfa Bratislava, 1988
- [2] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] KADLEC, J., NEUMAN, P.: Teorie obvodů III - přednášky, skriptá ČVUT Praha, ediční středisko ČVUT 1990

8 VÝKONOVÉ ZOSILŇOVAČE

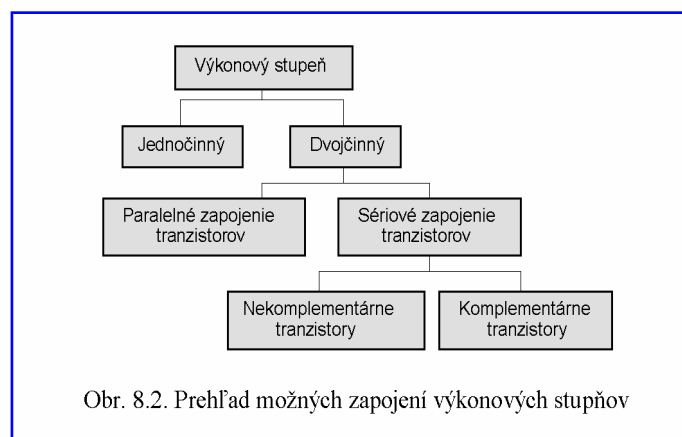
Výkonové zosilňovače majú za úlohu zabezpečiť **veľké zosilnenie** elektrického **výkonu**. Doplňujúcimi požiadavkami sú tiež:

- vysoká účinnosť
- vysoká vstupná impedancia
- nízka impedancia záťaže
- hodnota vstupnej úrovne napätia
- šírka prenášaného pásma

Výstupný výkon a impedancia záťaže determinujú požiadavky na dodávaný príkon zo zdroja napájania. Niekedy je potrebné limitovať hodnotu maximálneho výstupného výkonu, preto sa spravidla od maximálnej hodnoty napätia napájania limituje odoberaný prúd.



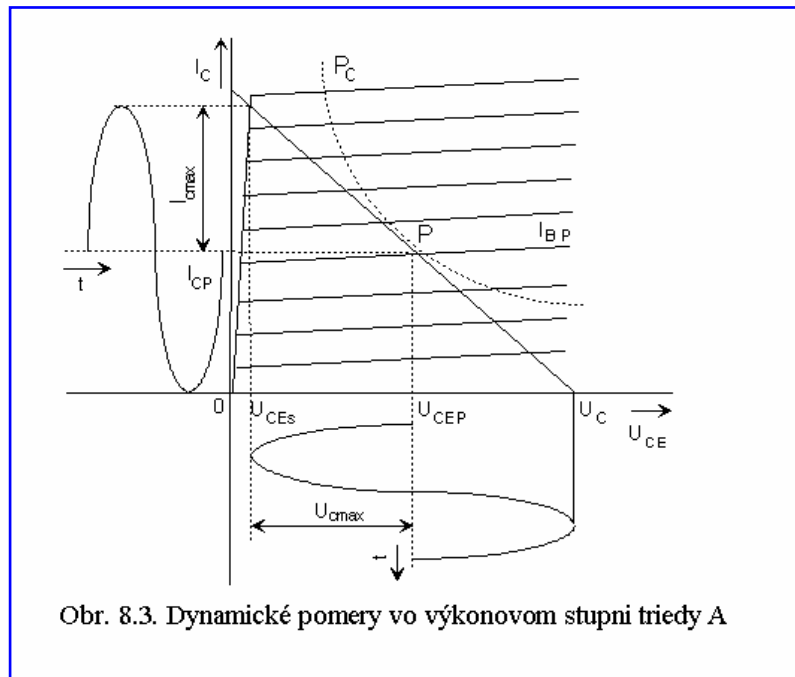
Tok výkonov vo výkonovom zosilňovači je zobrazený na [obr. 8.1](#). Ako vidieť, veľká časť jednosmerného príkonu zo zdroja U_{CC} sa premieňa na teplo, prípadne na nastavenie pracovných bodov tranzistorov. Je preto veľmi dôležité zabezpečiť vysokú účinnosť zosilňovača.



8.1 Základné zapojenia výkonových zosilňovačov

Amplitúda výstupných signálov výkonového zosilňovača je porovnateľná s hodnotami stálych jednosmerných veličín a veličín napájania. Na [obr. 8.2](#) je zobrazená prehľadná schéma možných zapojení výkonových zosilňovačov.

Jednočinné zosilňovače sú spravidla osadené jedným výkonovým tranzistorom. Dvojčinné výkonové stupne sú osadené najmenej dvomi výkonovými tranzistorami. Budenie tranzistorov sa vykonáva s opačnou fázou (protitaktne). Zväčšiť potrebný výstupný výkon sa dá dosiahnuť prídavnými paralelnými tranzistorami.



Obr. 8.3. Dynamické pomery vo výkonovom stupni triedy A

Ďalšie triedenie výkonových zosilňovačov súvisí s polohou pracovného bodu na dynamickej výstupnej charakteristike výkonového stupňa. Ak je poloha pracovného bodu v strede dynamickej charakteristiky, potom sa jedná o zosilňovač triedy A. Ak je stály jednosmerný pracovný prúd rovný nule (na vstupe zosilňovača nie je prítomný signál), potom výkonový stupeň pracuje v triede B a zosilňuje len jednu polaritu signálu.

Závažnou požiadavkou je nízke skreslenie signálu výkonového stupňa. Preto sa často vo výkonovom stupni používa trieda AB.

8.2 Účinnosť výkonového zosilňovača

Na [obr. 8.3](#) sú zobrazené dynamické pomery vo výkonovom stupni triedy A. Pre zadaný i rezistor záťaže R_z leží pracovný bod P uprostred dynamickej charakteristiky. Saturačné napätie tranzistora U_{CEs} dosahuje malú časť napätia napájania U_{cc} , pri vysokom napájanom napätí ho možno zanedbať. V pracovnom bode P tranzistora tečie kolektorovým obvodom prúd:

$$I_{CP} = I_{cmax} = \frac{U_{cmax}}{R_z} \quad (8.1)$$

Jednosmerný príkon odoberaný v pracovnom bode P je:

$$P_{js} = I_{CP} \cdot U_{CEP} = \frac{U_{CEP} \cdot U_{cmax}}{R_z} \quad (8.2)$$

Maximálny výkon na rezistore záťaže R_z je (uvažujú sa efektívne hodnoty prúdu a napätia):

$$P_2 = \frac{I_{c \max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{c \max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{c \max}^2}{2R_z} \quad (8.3)$$

Účinnosť výkonového stupňa v triede A je:

$$\eta_A = \frac{P_2}{P_{js}} = \frac{U_{c \max}}{2U_{CEP}} \quad (8.4)$$

Maximálna účinnosť stupňa je 50%, ale len vtedy, ak je zosilňovač maximálne vybudený.

Dvojčinné výkonové stupne pracujú v triede B. Používajú dvojicu tranzistorov v nekomentárnom alebo komentárnom zapojení.

Pracovný bod zosilňovača v triede B leží na mieste zániku kolektorového prúdu. Preto podľa [obr. 8.4](#) je $I_{CP}=0$, $I_{BP}=0$. Každý tranzistor preberá na seba polovicu výkonu. Preto pre rezistor záťaže jedného tranzistora môžeme napísať rovnicu:

$$R_z = \frac{U_c}{I_{c \max}} \quad (8.5)$$

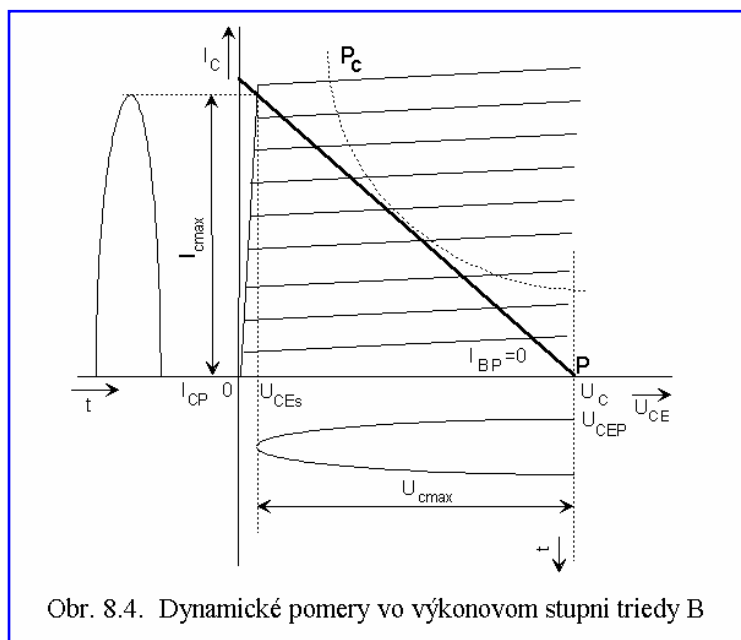
Stredná hodnota kolektorového prúdu tranzistora je:

$$\bar{I}_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{c \max} \cdot \sin \omega t \cdot \omega t \quad (8.6)$$

Jednosmerný príkon odoberaný zo zdroja napájania bude:

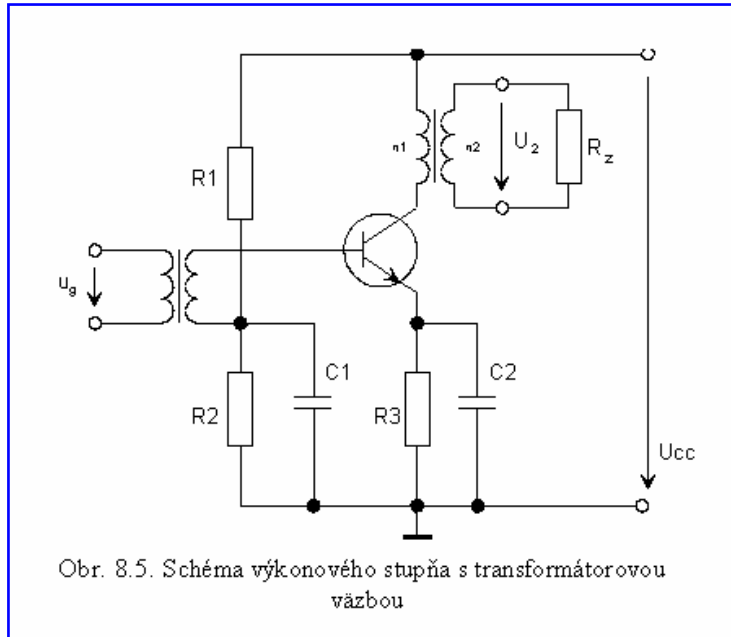
$$P_{js} = \frac{U_c \cdot I_{c \max}}{\pi} \quad (8.7)$$

8



Striedavý výkon dodávaný každým tranzistorom je:

$$P_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{c \max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{c \max}}{\sqrt{2}} \quad (8.8)$$



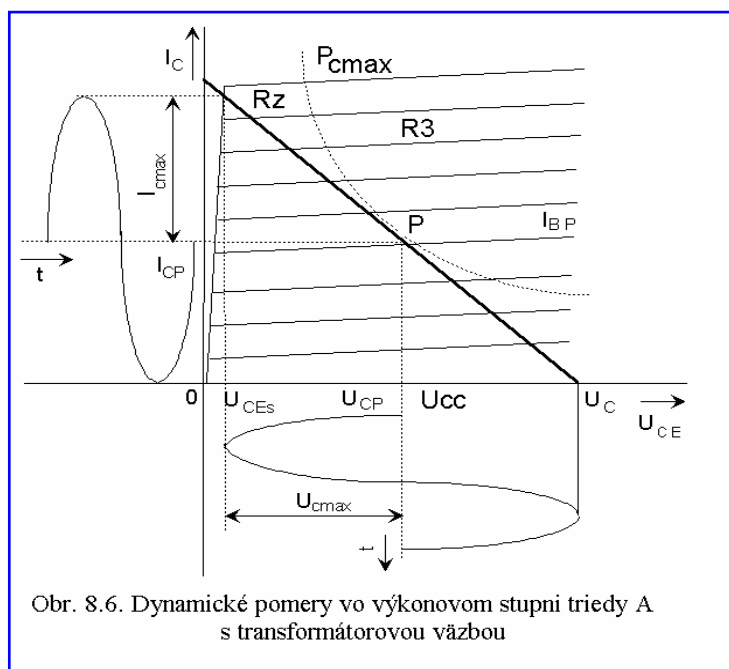
Účinnosť výkonového stupňa v triede B bude:

$$\eta_B = \frac{P_2}{P_{js}} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{cmax}}{2U_C} \quad (8.9)$$

Pri plnom vybudení a bez strát na tranzistoroch je účinnosť výkonového stupňa v triede B 78 %.

8.3 Výkonový zosilňovací stupeň v triede A s transformátorovou väzbou

Obvod výkonového zosilňovacieho stupňa je zobrazený na [obr. 8.5](#). Výkonový tranzistor v zapojení so spoločným emitorom má pomocou rezistorov R1, R2, R3 nastavený kľudový pracovný bod v triede A. Blokovacie kapacity C1 a C2 tento pracovný bod udržiavajú aj keď tranzistor zosilňuje striedavý výkon. Treba poznamenať, že rezistor R3 slúži aj na teplotnú stabilizáciu tranzistora.



Pracovné podmienky vo výstupnej vetve výkonového stupňa sú znázornené na [obr. 8.6](#). Stály jednosmerný pracovný bod P, definovaný napätím napájania U_{cc} , rezistormi R1, R2, R3 a jednosmernými parametrami tranzistora (zanedbáme odpor vinutia transformátora), je nastavený s ohľadom na dovolenú kolektorovú stratu tranzistora a má súradnice U_{CP} , I_{CP} . Pri malej hodnote rezistora R3 body U_{cc} a U_{CP} takmer splývajú. Stály jednosmerný kolektorový prúd I_{CP} nesmie spôsobiť prekročenie dovolenej kolektorovej straty P_{cmax} .

Pomer počtu závitov sekundáru voči primáru je:

$$p = \frac{n_2}{n_1} \quad (8.10)$$

Zaťaž R_z sa transformuje na primárnu stranu výstupného transformátora ako R_k . Jej hodnota s použitím (8.10) bude:

$$R_k = \frac{R_z}{p^2} \quad (8.11)$$

Výstupný výkon bude podľa (8.3):

$$P_2 = \frac{U_{cmax}^2}{2R_k} \quad (8.12)$$

Z rovnice (8.12) sa dá určiť maximálny výstupný výkon $P_2 = \frac{U_{CC}^2}{2R_k}$, keď $U_{cmax} = U_{CC}$.

Výkonový tranzistor je zaťažený kolektorovou stratou, ktorá sa rovná rozdielu odoberaného príkonu a odovzdaného výkonu do záťaže. Odoberaný príkon je približne $P_{js} = I_{CP} \cdot U_{CC}$. Odovzdaný výkon dostaneme z rovnice (8.12). Kolektorová strata výkonového tranzistora bude :

$$P_C = P_{js} - P_2 = I_{CP} \cdot U_{CC} - \frac{U_{cmax}^2}{2R_k} \quad (8.13)$$

Najväčšia strata na tranzistore je pri nulovom buzení stupňa ($U_{cmax} = 0$).

Výkonový koeficient zaťaženia tranzistora udáva pomer maximálneho výkonu odovzdaného do záťaže k maximálnej kolektorovej strate. V prípade výkonového stupňa triedy A bude mať hodnotu:

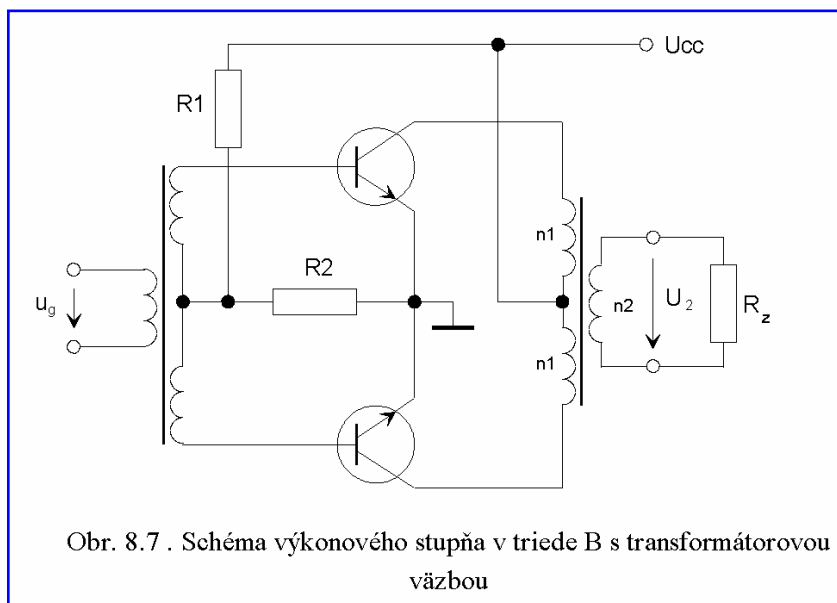
$$K_p = \frac{P_{2max}}{P_{cmax}} = \frac{1}{2} \quad (8.14)$$

Ak požadujeme získať napríklad výkon 5 W, potrebujeme na tento účel výkonový tranzistor s kolektorovou stratou 10 W!

8.4 Výkonový zosilňovací stupeň v triede B s transformátorovou väzbou

Dvojčinné výkonové stupne sa používajú pre vysokú účinnosť a veľký dodávaný výkon do záťaže.

V prípade, že je potrebné galvanicky oddeliť záťaž, môžeme sa rozhodnúť pre transformátorovú väzbu. Základné zapojenie výkonového stupňa je na [obr. 8.7](#). Pre vysvetlenie funkcie zosilňovača použijeme [obr. 8.4](#). Stály jednosmerný pracovný bod P je nastavený tak, že ani jeden tranzistor nevedie prúd (bázový prúd je nulový). Napätie na kolektoroch tranzistorov je $U_c = U_{CC}$. Napätie U_{cmax} je odvodené od zmeny prúdu I_{cmax} . V závislosti od veľkosti vybudení bude sa amplitúda kolektorového napätia meniť v intervale 0 až U_{CC} . Tento dynamický rozsah bude reprezentovať koeficient vybudení m.



Platí :

$$m \cdot U_{CC} = U_{c \max} \quad (8.15)$$

Kolektorový prúd I_c v závislosti na vybudení zosilňovača je:

$$I_{c \max} = \frac{m \cdot U_{CC}}{R_k} \quad (8.16)$$

R_k odpovedá prepočítanému odporu záťaže na primár transformátora.

Stredná hodnota odoberaného prúdu zo zdroja U_{CC} je:

$$\bar{I}_C = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{c \max} \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{m \cdot U_{CC}}{\pi \cdot R_k} \quad (8.17)$$

Jednosmerný príkon, ktorý odoberá výkonový stupeň bude:

$$P_{js} = \frac{m \cdot U_{CC}^2}{\pi \cdot R_k} \quad (8.18)$$

Výstupný výkon na spotrebiči R_z je:

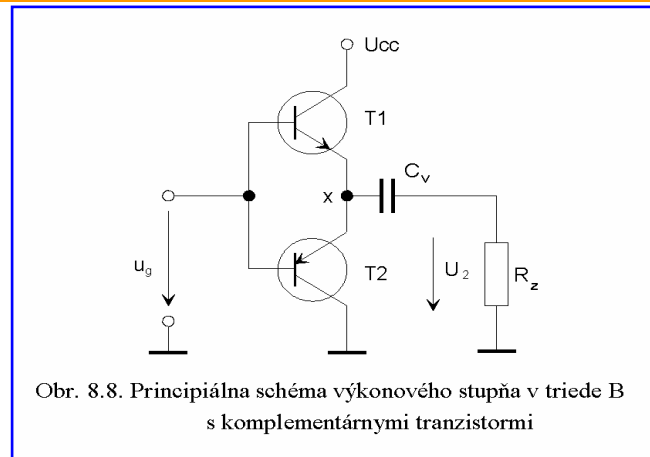
$$P_2 = \frac{U_2^2}{2 \cdot R_z} = \frac{m^2 \cdot U_{CC}^2}{2 R_k} \quad (8.19)$$

Na jeden tranzistor pripadá polovica výkonu (8.19). Potom kolektorová strata pripadajúca na každý tranzistor bude:

$$P_C = P_{js} - \frac{P_2}{2} = \frac{U_{CC}^2}{R_k} \left(\frac{m}{\pi} - \frac{m^2}{4} \right) \quad (8.20)$$

Kolektorová strata bude najväčšia pri koeficiente vybudenia $m = \frac{2}{\pi}$ a má veľkosť:

$$P_{C \max} = \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 R_k} \quad (8.21)$$



Výkonový koeficient zaťaženia tranzistora je:

$$K_p = \frac{P_2}{P_{c \max}} = \frac{\pi^2}{2} \quad (8.22)$$

Rovnica (8.22) hovorí, že na spotrebiči môžeme odoberať výkon približne 5-krát vyšší ak je dovolená kolektorová strata tranzistora. Zaujímavé je porovnanie s (8.14) a je nám jasné, prečo sa používa vo výkonovom stupni dvojčinné zapojenie.

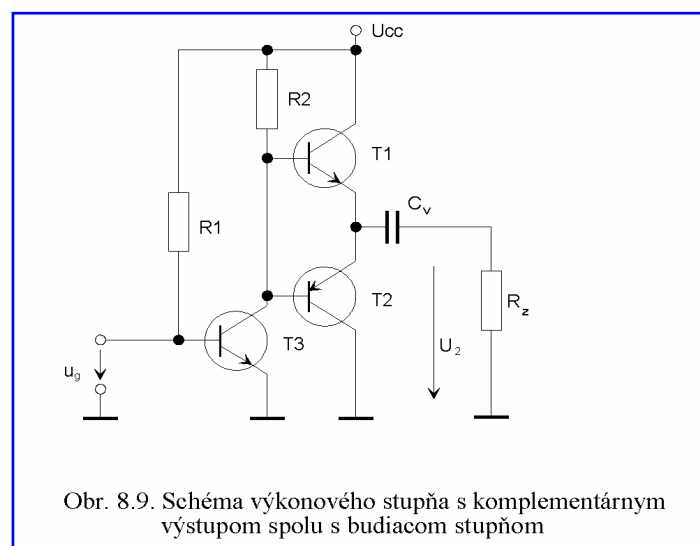
8.5 Výkonový zosilňovací stupeň v triede B s komplementárnymi tranzistormi

8

V praxi sa používajú vo väčšine prípadov výkonové stupne bez výstupného transformátora. Výstupný transformátor znižuje prenos signálu v dolnom a hornom frekvenčnom pásme, zvyšuje hmotnosť zariadenia a cenu. Výkonový stupeň s komplementárnymi tranzistormi je na obr. 8.8. Stály jednosmerný pracovný bod je nastavený tak, aby v bode x bola polovica napätia napájania U_{cc} . Tranzistory sú budené striedavo to znamená, T1 vedie pri kladnej polovlne a tranzistor T2 pri zápornej polovlne vstupného napätia u_g . Kolektorové prúdy sa pre jednotlivé polovlny sčítajú v rezistore záťaže R_z . Väzbový kapacitor C_v oddeľuje jednosmernú zložku výstupného napätia bodu x od striedavého výstupného napätia u_2 na rezistore záťaže R_z . Hodnota kapacitora C_v súvisí s dolnou medznou frekvenciou stupňa f_d . Pre pokles zosilnenia o 3dB, platí rovnica:

$$C_v = \frac{1}{2\pi f_d \cdot R_z} \quad (8.23)$$

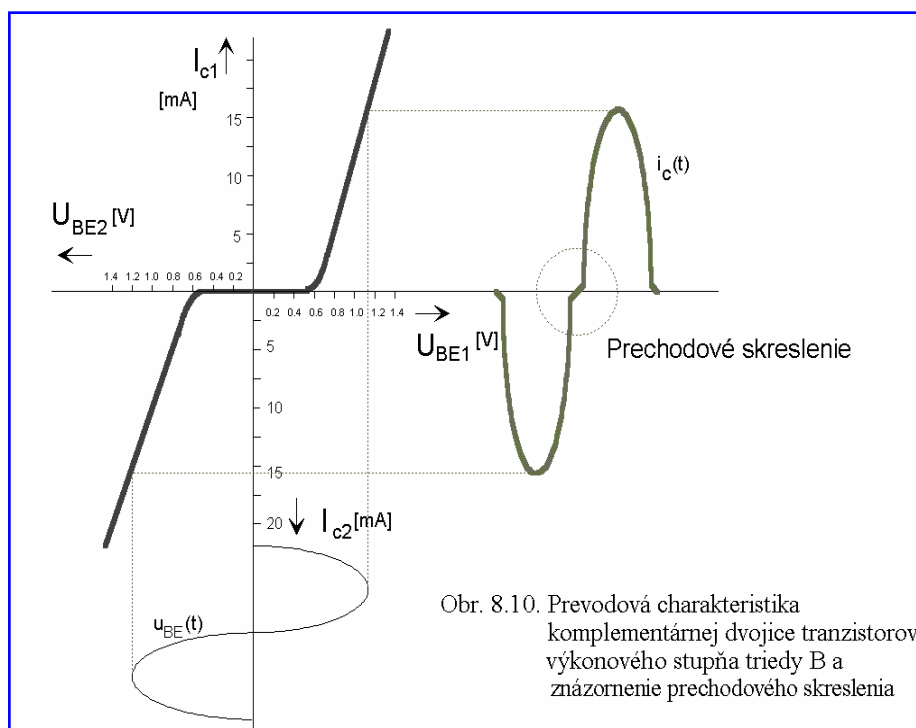
Tranzistory T1 a T2 sú zapojené, ako napäťové sledovače, zosilňujú teda len prúd. Na vstupe



zosilňovača preto musí byť dostatočná amplitúda napätia, aby sme dosiahli potrebný výkon. Počas kladnej polovlny budiaceho napätia u_g výkon zosilňuje tranzistor T1, kolektorový (emitorový) prúd preteká cez väzbový kapacitor C_v a rezistor záťaže R_z . Počas zápornej polovlny budiaceho napätia je tranzistor T1 nevodivý, signál sa výkonovo zosilňuje tranzistorom T2. V tomto časovom intervale je T2 napájaný kapacitorom C_v . Kolektorový (emitorový) prúd preteká obvodom T2, C_v a R_z . Maximálny rozkmit napätia na rezistore R_z môže dosiahnuť veľkosť $U_{cc}/2$, ak zanedbáme úbytky napätia na saturovaných tranzistoroch T1 a T2. V tomto prípade bude maximálny výkon dodaný do záťaže:

$$P_{2\max} = \left(\frac{U_{cc}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_z} = \frac{U_{cc}^2}{8R_z} \quad (8.24)$$

Ak uvažujeme aj so saturačnými hodnotami napätí tranzistorov, potom sa maximálny rozkmit napätia zníži o hodnotu $2 \cdot U_{CEs}$. Vtedy bude nižší maximálny výkon. Bude mať veľkosť:



$$P_{2\max} = \left(\frac{U_{cc}}{2\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_z} = \frac{(U_{cc} - 2U_{CEs})^2}{8R_z} \quad (8.25)$$

Maximálna hodnota prúdu tečúca kolektormi tranzistorov T1 alebo T2 bude:

$$I_{c\max} = \left(\frac{U_{cc}}{2} - U_{CEs} \right) \cdot \frac{1}{R_z} \quad (8.26)$$

Na túto hodnotu prúdu musia byť dimenzované tranzistory T1 a T2.

Strednú hodnotu prúdu, ktorý odoberá zosilňovač zo zdroja U_{cc} určíme zo vzťahu (8.6). Potom, pozri [obr. 8.4](#), príkon výkonového stupňa dostaneme:

$$P_{js} = \bar{I}_C (U_{CC} - 2U_{CEs}) = \frac{1}{\pi} \frac{(U_{CC} - 2U_{CEs})^2}{2R_z} \quad (8.27)$$

Účinnosť výkonového stupňa pri maximálnom zosilnení získame z (8.25 a 8.27), tiež z (8.9). Má hodnotu $\frac{\pi}{4}$, t. j. 78,6 %.

Výkonový koeficient zaťaženia tranzistora dostaneme rovnakým spôsobom, ako v [kapitole 8.4](#). Platí rovnica (8.22), čo znamená, že zosilňovač môžeme zaťažiť päťnásobkom kolektorovej straty tranzistora.

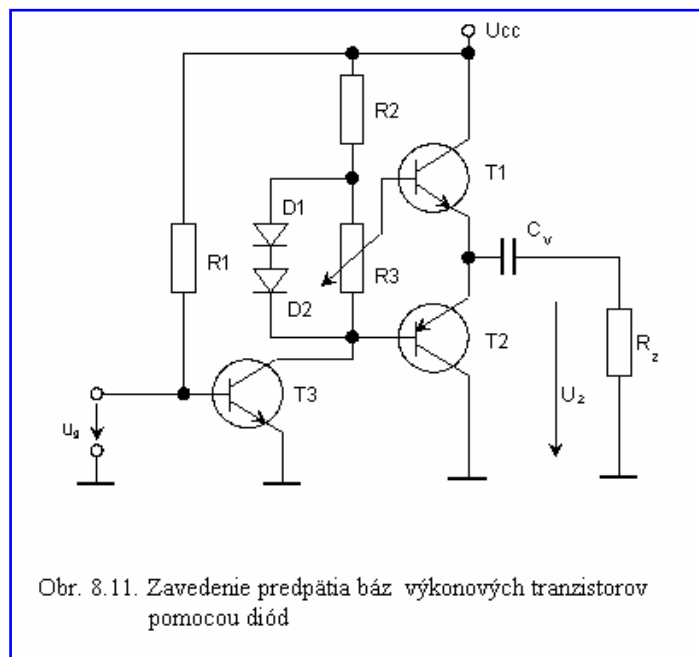
Potrebné napäťové zosilnenie výkonového stupňa dosiahneme budiacim stupňom. Najčastejšie túto úlohu preberá zosilňovací stupeň so spoločným emitorom. Pracovný bod tohoto stupňa je nastavený v triede A. Schéma výkonového zosilňovača aj s budiacim stupňom nájdeme na [obr. 8.9](#).

Budiaci stupeň s tranzistorom T3 je nastavený na taký stály jednosmerný kolektorový prúd, aby na rezistore R2 vznikol úbytok napätia $U_{R2} = \frac{U_{CC}}{2} - U_{BE1}$.

8.6 Zníženie prechodového skreslenia vo výkonovom stupni triedy B

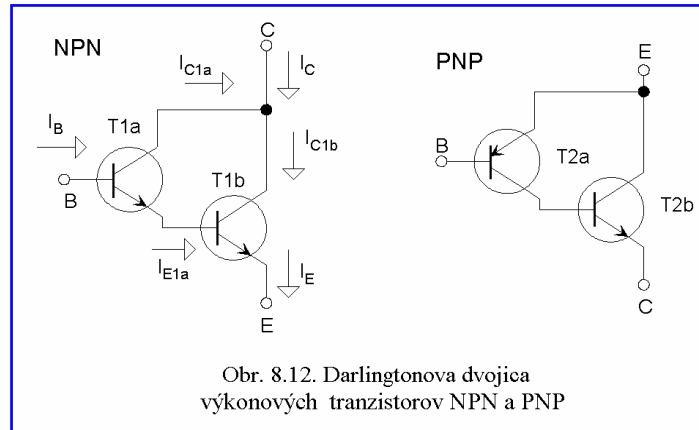
Je známe, že kolektorový prúd v závislosti na napätí emitorového priechodu U_{BE} je nelineárna funkcia. Prúd začína narastať až pri $U_{BE} > 0,6V$. Túto závislosť si môžeme predstaviť pre komplementárnu dvojicu tranzistorov na [obr. 8.10](#). Pri malom napätí bázy ($-0,6V \div +0,6V$) prakticky netečú kolektorové prúdy komplementárnej dvojice tranzistorov. To znamená, že pri nízkych budiacich napätiach nie je zabezpečená linearita výstupného prúdu v závislosti od tohoto napätia. Zosilnenie pre vstupné napätie ($-0,6V \div +0,6V$) je zanedbateľné. Harmonické napätie v okolí nuly, tak ako je to vidieť na [obr. 8.10](#) je veľmi skreslené. Tento typický druh skreslenia dvojjinného stupňa sa nedá odstrániť zápornou spätnou väzbou. Zavádza sa preto vo vstupnom obvode jednosmerné predpätie báz tranzistorov T1 a T2. Medzi bázy koncových tranzistorov sa privedie predpätie okolo 1.2 V. Predpätie sa superponuje na napätia u_{BE} . Výsledkom tejto úpravy

8



zapojenia je linearizácia prevodových charakteristík. Zo známych spôsobov nastavenia predpätia

uvádzame spôsob na [obr. 8.11](#). Medzi bázy výkonových tranzistorov sú zapojené v sérii dve diódy. Na nich sa vytvorí v priepustnom smere úbytok napätia asi 1.3 V. Toto napätie sa síce mení s teplotou, ale je málo závislé od kolektorového prúdu tranzistora T3. Odporovým trimrom R3 sa dá jemne nastaviť predpätie medzi bázy tranzistorov T1 a T2 s ohľadom na minimálne skreslenie. Ak zabezpečíme spoločnú teplotnú väzbu diód D1, D2 a koncových tranzistorov, dosiahne sa aj veľmi dobrá teplotná



stabilizácia koncového stupňa v širokom rozsahu teplôt.

8.7 Zvýšenie odoberaného výkonu vo výkonovom stupni triedy B

Zvýšenie výkonu na spotrebiči R_z , bez toho, aby sme zaťažovali budiaci stupeň sa dá dosiahnuť tak, že namiesto výkonových tranzistorov použijeme Darlingtonove dvojice tranzistorov. Výkonové tranzistory Darlingtonového stupňa bývajú rovnakej vodivosti, najčastejšie NPN. Náhrada NPN stupňa je jednoduchá, PNP Darlingtonov stupeň používa na vstupe nízkovýkonový tranzistor PNP. Obvodové riešenie je zrejme z [obr. 8.12](#).

Aký bude napríklad výsledný prúdový zosilňovací koeficient NPN tranzistora v hornej časti obr. 8.12? Pre výsledný prúdový zosilňovací koeficient platí:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad (8.28)$$

Kolektorový prúd tranzistora T1a vyjadrený pomocou bázového prúdu určíme:

$$I_{C1a} = \beta_{1a} \cdot I_B \quad (8.29)$$

Pre kolektorový prúd tranzistora T1b možno napísať rovnicu:

$$I_{C1b} = \beta_{1b} \cdot I_{E1b} = \beta_{1b} \cdot I_{E1a} \quad (8.30)$$

Vyjadríme si emitorový prúd tranzistora T1a pomocou bázového prúdu tranzistora T1a:

$$I_{E1a} = (\beta_{1a} + 1) I_B \quad (8.31)$$

Celkový kolektorový prúd je súčet kolektorových prúdov T1a a T1b.

Preto platí:

$$I_C = I_{C1a} + I_{C1b} = \beta_{1a} \cdot I_B + \beta_{1b} \cdot (\beta_{1a} + 1) I_B \quad (8.32)$$

Porovnaním rovníc (8.28) a (8.32) pre prúdový zosilňovací koeficient Darlingtonovej dvojice tranzistorov T1a a T1b dostaneme:

$$\beta = \beta_{1a} + \beta_{1b} + \beta_{1a} \cdot \beta_{1b} \quad (8.33)$$

Z rovnice (8.32) je dôležitý súčin prúdových zosilňovacích koeficientov. Súčin rozhodujúcou mierou zvyšuje prúdové zosilnenie výkonového stupňa. Podobný výsledok by sme získali aj v prípade PNP Darlingtonovej dvojice tranzistorov.

Literatúra ku kapitole 8

- [1] SEIFART, M.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitéch signálov, Alfa Bratislava, 1988
- [2] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie (návody na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1988
- [4] KADLEC, J., NEUMAN, P.: Teorie obvodů III - přednášky, skriptá ČVUT Praha, ediční středisko ČVUT 1990

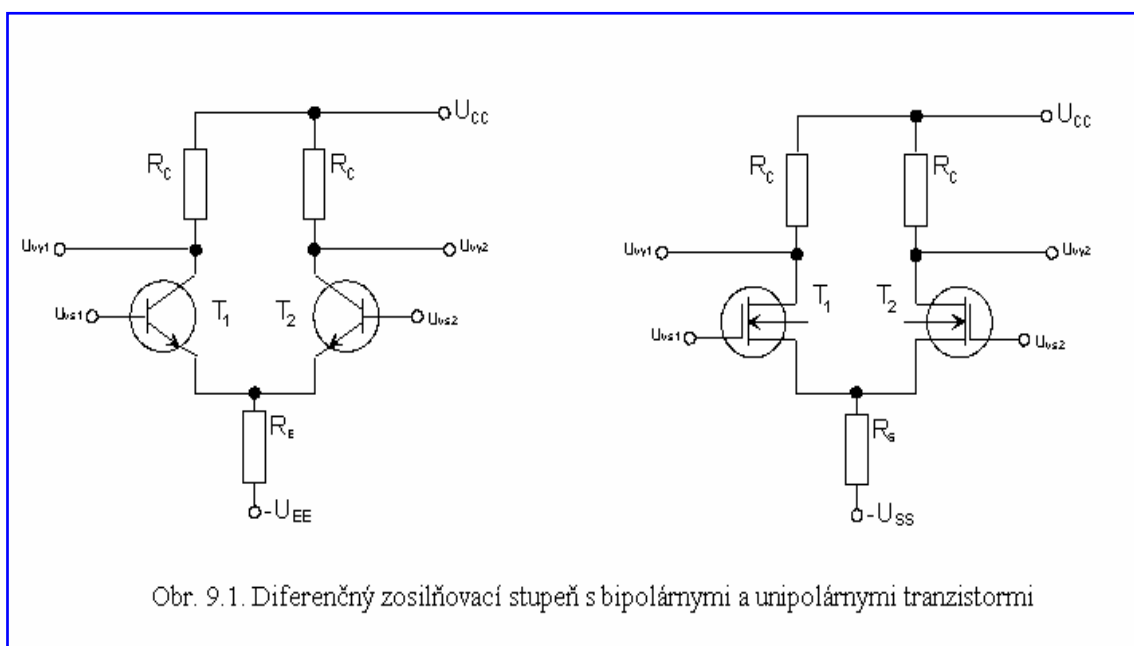


9 DIFERENČNÉ ZOSILŇOVAČE

Diferenčný zosilňovač má základný význam v obvodovej technike, predovšetkým ako zosilňovač jednosmerného napätia. Patrí medzi najdôležitejšie obvody, ktoré sa používajú v analógových integrovaných obvodoch. Výstupné napätie je úmerné rozdielu napätí medzi vstupnými svorkami. Súhlasné (súčtové, s rovnakou fázou) napätia, ktoré sú prítomné na obidvoch vstupných svorkách s rovnakou amplitúdou a fázou, diferenčný zosilňovač nezosilňuje. Táto schopnosť sa účinne využíva pri jednosmernej väzbe zosilňovacích stupňov a v meracích zosilňovačoch na potlačenie súhlasných rušivých napätí.

Ak diferenčný zosilňovač zosilňuje len rozdiel napätí, potom dokážeme týmto zosilňovačom podstatne potlačiť drift.

Dôležité veličiny diferenčného zosilňovača sú rozdielové a súhlasné napätie, diferenčné



Obr. 9.1. Diferenčný zosilňovací stupeň s bipolárnymi a unipolárnymi tranzistormi

zosilnenie, potlačenie súhlasného signálu, ofsetové napätie, prúd a ich drift. Pri frekvenčnej charakteristike nás zaujíma horná hraničná frekvencia a rýchlosť nábehu.

9.1 Spracovanie signálu v diferenčnom zosilňovači

Vstupné napätia u_{vs1} a u_{vs2} na [obr. 9.1](#), možno rozložiť na dve zložky:

- diferenčné vstupné napätie $u_d = u_{vs1} - u_{vs2}$,
- súhlasné vstupné napätie $u_s = \frac{u_{vs1} + u_{vs2}}{2}$.

Diferenčné a súhlasné vstupné napätia spracováva symetrické zapojenie diferenčného zosilňovača odlišným spôsobom.

Pri čisto diferenčnom budení na [obr. 9.2](#) platí:

$$u_d = u_{vs1} = -u_{vs2}, \quad u_s = 0 \quad (9.1)$$

Potenciál emitorov symetrického zapojenia je konštantný a jeho veľkosť je $-U_{EE} + I_0 \cdot R_E$.

Každý tranzistor pracuje v zapojení so spoločným emitorom a je budený budiacím napätím $\frac{u_d}{2}$.

Symetrické diferenčné zosilnenie je definované podielom:

$$A_{ds} = \frac{u_{vy2} - u_{vy1}}{u_d} = \frac{u_{vyd}}{u_d} \quad (9.2)$$

Výstupný signál možno odoberať aj individuálne z jedného kolektora voči zemi. Na takomto výstupe je polovica diferenčného výstupného napätia u_{vyd} . Potom nesymetrické diferenčné zosilnenie je dané:

$$A_{ds} = \frac{u_{vy2}}{u_d} = \frac{u_{vyd}}{2u_d} \quad (9.3)$$

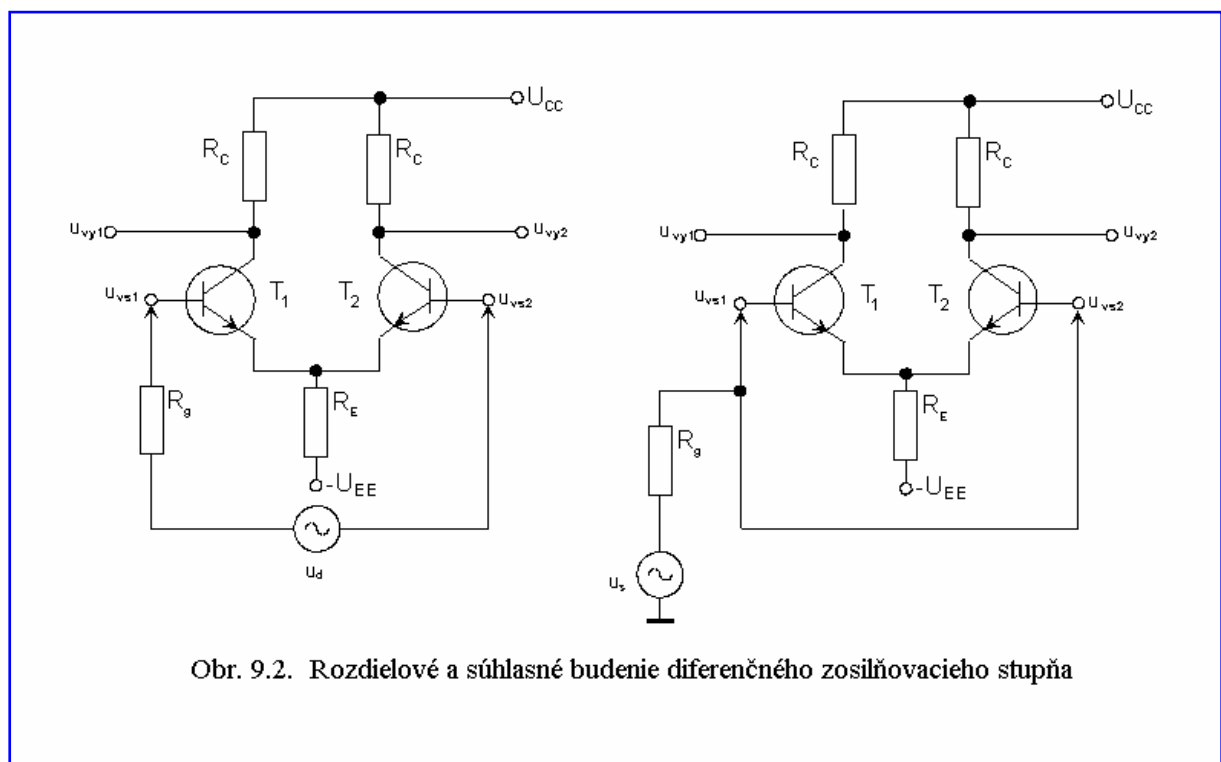
Zosilnenie má rovnakú veľkosť ak pri zapojení so spoločným emitorom bez prúdovej spätnej väzby $R_E = R_S = 0$. Charakteristické vlastnosti zosilňovača môžeme zistiť zo vzťahov (5.11-5.14).

$$A_{ds} = \frac{h_{21} \cdot R_c}{R_G + h_{11}} \quad (9.4)$$

Pri čisto súhlasnom budení, [obr.9.2](#) vpravo, sú obidva tranzistory budené rovnakou amplitúdou napätia. Platí:

$$u_{vs1} = u_{vs2} = u_s, \quad u_d = 0 \quad (9.5)$$

Symetria zapojenia spôsobuje, že kolektorové, emitorové a bázové prúdy sú rovnake pre obidva tranzistory. Potom sa dá zapojenie z [obr. 9.2](#) vpravo rozdeliť na dve rovnaké časti. Každá časť pracuje v zapojení so spoločným emitorom s prúdovou spätnou väzbou na rezistore $2R_E$. Pri výpočte nesymetrického súhlasného zosilnenia $A_s = \frac{u_{vy2}}{u_s}$ možno využiť výsledky analýzy zapojenia SE s prúdovou spätnou väzbou. Z výsledku vyplýva:



Obr. 9.2. Rozdielové a súhlasné budenie diferenčného zosilňovacieho stupňa

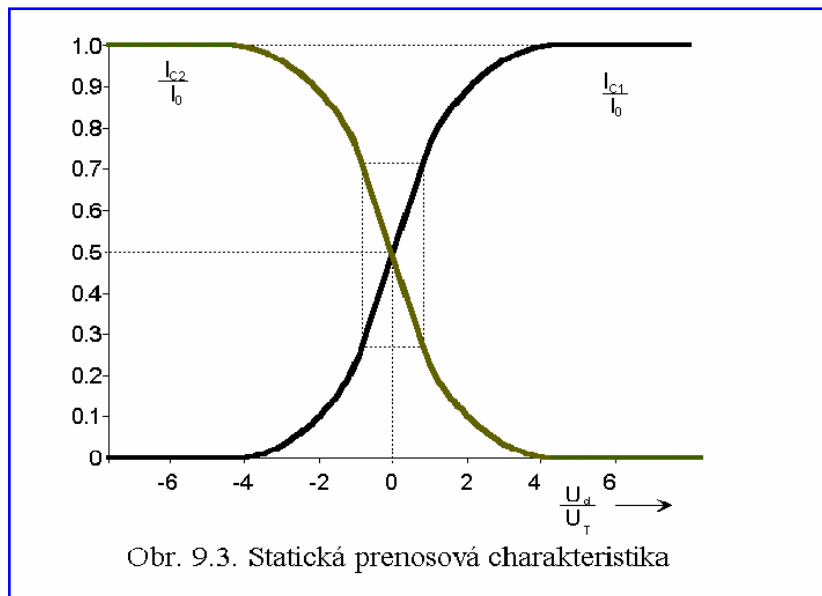
$$A_s = \frac{h_{21} \cdot R_c}{R_G + h_{11} + 2(1 + h_{21}) \cdot R_E} \quad (9.6)$$

Súhlasné zosilnenie bude tým menšie, čím bude hodnota spätnoväzobného rezistora R_E väčšia. Zväčšiť hodnotu R_E nemožno ľubovoľne. Nato treba veľké záporné napätie napájania. Preto sa v praktických zapojeniach používa namiesto rezistora R_E zdroj konštantného prúdu. V ideálnom prípade zdroja (vnútorný odpor nekonečný) je súhlasné zosilnenie nulové. To je veľmi výhodné hlavne pri zmiešanom buzení, keď sa dá súhlasná zložka zosilnenia účinne potlačiť.

9.2 Prenosová charakteristika v diferenčnom zosilňovači

Pokúsme sa zodpovedať otázku, aký rozsah lineárneho vybudenia je možné dosiahnuť v diferenčnom zosilňovači ?

Statická prenosová charakteristika $I_c = f(U_{vs1} - U_{vs2})$ diferenčného zosilňovača z [obr. 9.1](#) sa dá určiť pomocou modelu tranzistora na obr. 3.4. V aktívnom režime tranzistora platí $\exp \frac{U_{EB}}{U_T} \gg 1$, preto:



$$I_{C1} \approx I_{E1} = A_1 \exp \frac{U_{EB1}}{U_T} \quad (9.7)$$

Ak sú obidva tranzistory diferenčného zosilňovača rovnaké a majú rovnakú teplotu, potom rovnica (9.7) platí aj pre druhý tranzistor:

$$I_{C2} \approx I_{E2} = A_1 \exp \frac{U_{EB2}}{U_T} \quad (9.8)$$

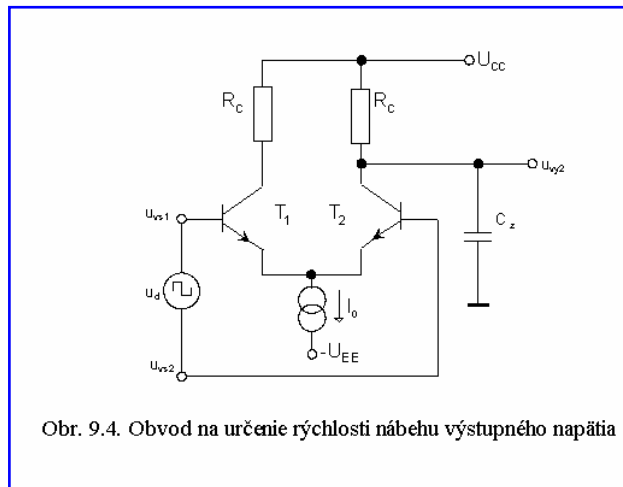
Pri buzení diferenčným signálom je prúd cez R_E konštantný. a platí:

$$I_E = I_{E1} + I_{E2} = I_0 \quad (9.9)$$

Potom z rovníc (9.7-9.9) vyplýva závislosť:

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{I_0}{1 + \exp - \frac{U_{EB1} - U_{EB2}}{U_T}} \quad (9.10)$$

Rovnica (9.10) platí analogicky aj pre I_{C2} . Prenosová charakteristika má maximálnu strmosť pre $U_d=0$. Hodnota strmosti sa určí deriváciou funkcie (9.10) pre $U_d=0$. Je teda:



$$\left. \frac{dI_{C1}}{d(U_{EB1} - U_{EB2})} \right|_{U_d=0} = \frac{I_0}{4U_T} \quad (9.11)$$

Prenosová charakteristika je zobrazená na [obr. 9.3](#). Čím väčší je prúd I_0 , tým je väčšie diferenčné zosilnenie. Nepriaznivo sa však zvyšuje stratový výkon stupňa. Z [obr. 9.3](#) je dobre si uvedomiť ešte tri skutočnosti:

- rozsah lineárneho vybudenia má interval približne $-U_T < U_d < U_T$. Pozname, že $U_T \approx 30\text{mV}$.
- Pri $|U_d| > 4U_T$ diferenčný zosilňovač pracuje už ako obmedzovač napätia.
- Zmenou emitorového prúdu sa dá v širokom rozsahu meniť zosilnenie diferenčného stupňa, to znamená aj napríklad programovo ovládať zosilnenie.

9.3 Potlačenie súhlasného napätia v diferenčnom zosilňovači

Symetrické zapojenie diferenčného stupňa účinne potláča súhlasný signál. Podiel diferenčného a súhlasného zosilnenia sa nazýva súčiniteľ potlačenia súhlasného napätia. Označujeme ho CMRR (Common Mode Rejection Ratio).

Pre symetrický výstup bude:

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_{ds}}{A_s} \right| = 1 + 2(1 + h_{21}) \frac{R_E}{R_g + h_{11}} \quad (9.12)$$

Veľmi žiaduce je veľké potlačenie súhlasného napätia. Dosiahneme ho pri veľkej hodnote R_E . Praktická hodnota je ohraničená úbytkom napätia $I_E \cdot R_E$. Použitelná hodnota je do 15 V. Najčastejšie sa namiesto rezistora používa zdroj stáleho prúdu s veľkým dynamickým odporom.

Pri vysokých frekvenciách sa potlačenie súhlasného napätia znižuje, pretože klesá h_{21} použitých tranzistorov, kapacity tranzistorov narúšajú symetriu, časť napätia sa dostane kapacitnou väzbou na výstup.

Na vyčíslenie potlačenia súhlasného napätia sa používa aj vyjadrenie v decibeloch CMR (Common Mode Rejection):

$$\text{CMR} = 20 \log(\text{CMRR}) \quad (9.13)$$

9.4 Rýchlosť nábehu (Slew Rate) v diferenčnom zosilňovači

Maximálna rýchlosť stúpania výstupného napätia diferenčného zosilňovača pri budení veľkým signálom, t.j. pravouhlým napäťovým skokom na vstupe je podstatne menšia ako pri budení malým signálom. Príčinou tohoto správania je vplyv paralelných kapacít na výstupe diferenčného zosilňovača (obr. 9.4). Bez prítomnosti vstupného signálu tečie, ako dobre vieme, tranzistorom T_2 jednosmerný prúd $\frac{I_0}{2}$. Pri vybudení veľkým signálom (stačí na to pravouhlé napätie 100 mV) sa T_2 skokom otvára, kolektorový prúd I_{C2} sa zdvojnásobí a v prvom momente preteká celý parazitným kapacitorom C_z . Maximálna rýchlosť nábehu výstupného napätia je:

$$\frac{du_{vy2}}{dt} = -\frac{I_0}{2C_z} \quad (9.14)$$

V prípade, že je výstup symetrický, bude rýchlosť nábehu dvojnásobná.

9.5 Drift a ofset diferenčného zosilňovača

Zdôraznili sme, že symetrické zapojenie diferenčného zosilňovača má veľké potlačenie driftu. Všetky rovnako rušivé vplyvy a driftové veličiny, ktoré pôsobia na obidva tranzistory v rovnakom zmysle (teplotný drift, kolísanie napájacieho napätia, zmeny parametrov tranzistorov) pôsobia ako súhlasný signál a vyvolávajú veľmi malý signál na výstupe.

Vplyvom teploty bipolárneho tranzistora sa mení napätie emitorového priechodu o $\Delta U_{BE} \approx -2 \div 3 \text{ mV} \cdot \text{K}^{-1}$.

Driftové napätie nemusí byť rovnaké u obidvoch tranzistorov. Vzniká potom malé diferenčné napätie

$$\Delta U_F = \Delta U_{BE1} - \Delta U_{BE2}, \quad (9.15)$$

ktoré sa zosilňuje ako diferenčný signál. ΔU_F nazývame drift vstupného ofsetového napätia.

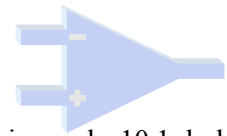
Úplne symetrické diferenčné zosilňovače sa nedajú realizovať. Preto aj pri nakrátko spojených vstupných svorkách zosilňovača je na výstupe určité napätie. Takéto napätie nazývame ofsetové napätie. Aj toto napätie má drift. Ofsetové napätie možno potlačiť pripojením malého diferenčného napätia na vstupné svorky zosilňovača.

Teplotná závislosť vstupného ofsetového napätia integrovaných diferenčných zosilňovačov sa pohybuje rádovo 1 až 100 $\mu\text{V} \cdot \text{K}^{-1}$.

Literatúra ku kapitole 9

- [1] SEIFART, M.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitých signálov, Alfa Bratislava, 1988
- [2] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie (návody na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1988
- [4] PUNČOCHÁŘ, J.: Operační zesilovače v elektronice, BEN - Technická literatúra, Praha 1996
- [5] KADLEC, J., NEUMAN, P.: Teorie obvodů III - přednášky, skriptá ČVUT Praha, ediční středisko ČVUT 1990

10 OPERAČNÉ ZOSILŇOVAČE



Operačný zosilňovač (OZ), ktorého symbolická značka najčastejšie používaná je na obr.10.1, bol pôvodne určený k vytváraniu matematických operácií. Prvý operačný zosilňovač ešte s elektrónkami skonštruoval v roku 1938 G.A. Philbrick. Elektrónky boli neskôr nahradené polovodičovými súčiastkami. Zdokonalenie výrobných postupov umožnilo umiestniť všetky potrebné súčiastky OZ na kremíkovom plátku - vznikli integrované operačné zosilňovače. Už v roku 1965 tvoria operačné zosilňovače viac než polovicu vyrábaných lineárnych integrovaných obvodov (obvody, ktoré spracovávajú analógové signály). Stávajú sa základným mikroelektronickým obvodovým prvkom. OZ "vedia" sčítať, odčítať, meniť znamienko, vytvárať rôzne časové priebehy, tvarovať signál. V oblasti analógových elektronických obvodoch má operačný zosilňovač rovnako významnú úlohu, ako mikroprocesor v číslicových systémoch .

10.1 Princíp operačného zosilňovača

Rozhranie operačného zosilňovača na [obr.10.1](#) obsahuje:

- neinvertujúci vstup,
- invertujúci vstup,
- výstup,
- dva napájacie vývody, ktoré sa v schémach obyčajne nekreslia,
- vstupy na kompenzáciu prenosovej charakteristiky a kompenzáciu driftov.

Všetky signály (napätia) sú orientované voči zemnému uzlu. Zemný uzol býva najčastejšie spoločný bod zdrojov napájania ($+U_{CC}$, $-U_{CC}$).

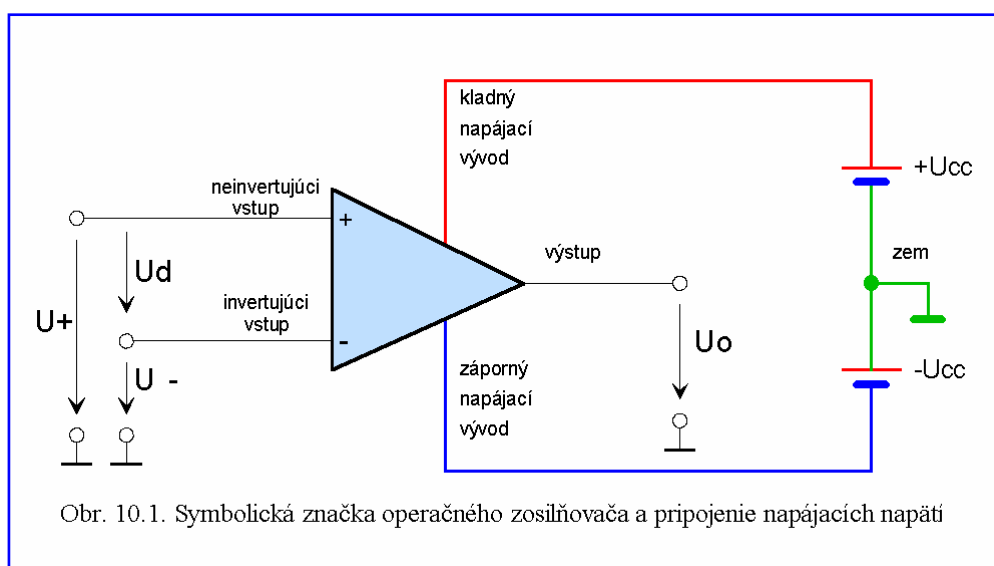
Vstupný rozdielový zosilňovač zosilňuje len rozdiel napätí U_d medzi neinvertujúcim a invertujúcim vstupom. Platí:

$$U_d = U_+ - U_-$$

Pre výstupné napätie U_o platí vzťah:

$$U_o = A \cdot U_d,$$

kde **A** reprezentuje zosilnenie operačného zosilňovača. Vzťah platí len pre výstupné napätie, ktoré sú menšie ako napätia napájania. Ak spojíme kladný a záporný vstup, je $U_+ = U_-$, rozdielové



napätie U_d je nulové a výstupné napätie je tiež nulové, bez ohľadu na vstupnú hodnotu napätia.

Funkcia neinvertujúceho vstupu je vysvetlená na [obr. 10.2](#). Napätie U_- na invertujúcom vstupe je konštantné, napätie U_+ na neinvertujúcom vstupe sa mení. Rast napätia na kladnom vstupe odpovedá rastu napätia na výstupe (vstupné a výstupné napätia sú vo fáze, výstup neobracia fázu napätia). Všetkým znázorneným možnostiam na vstupe zodpovedá rovnaké výstupné napätie, pretože rozdielové napätie $U_d = U_+ - U_-$ je vždy rovnaká (sínusovka s amplitúdou 1 mV). Pretože na výstupe je amplitúda rovná 15 V, má zosilňovač pracujúci podľa [obr. 10.2](#) zosilnenie:

$$A = \frac{U_o}{U_+ - U_-} = \frac{U_o}{U_d} = 15\,000$$

Funkcia invertujúceho vstupu je znázornená na [obr. 10.3](#). Napätie U_+ na neinvertujúcom vstupe je konštantné, napätie U_- na invertujúcom vstupe sa mení. Rast napätia na invertujúcom vstupe zodpovedá poklesu napätia na výstupe (vstupné a výstupné napätia majú opačnú fázu, výstup obracia fázu o).

10.2 Ideálny operačný zosilňovač

Vyrábané operačné zosilňovače majú zosilnenie rádovo od 10^4 - 10^6 . Znamená to, že pre rozkmit výstupného napätia napríklad 30 V je medzi neinvertujúcim a invertujúcim vstupom rozkmit napätia:

$$U_d = 30 \text{ V} / (10^4 - 10^6) = 30 \text{ } \mu\text{V} \text{ až } 3 \text{ mV}.$$

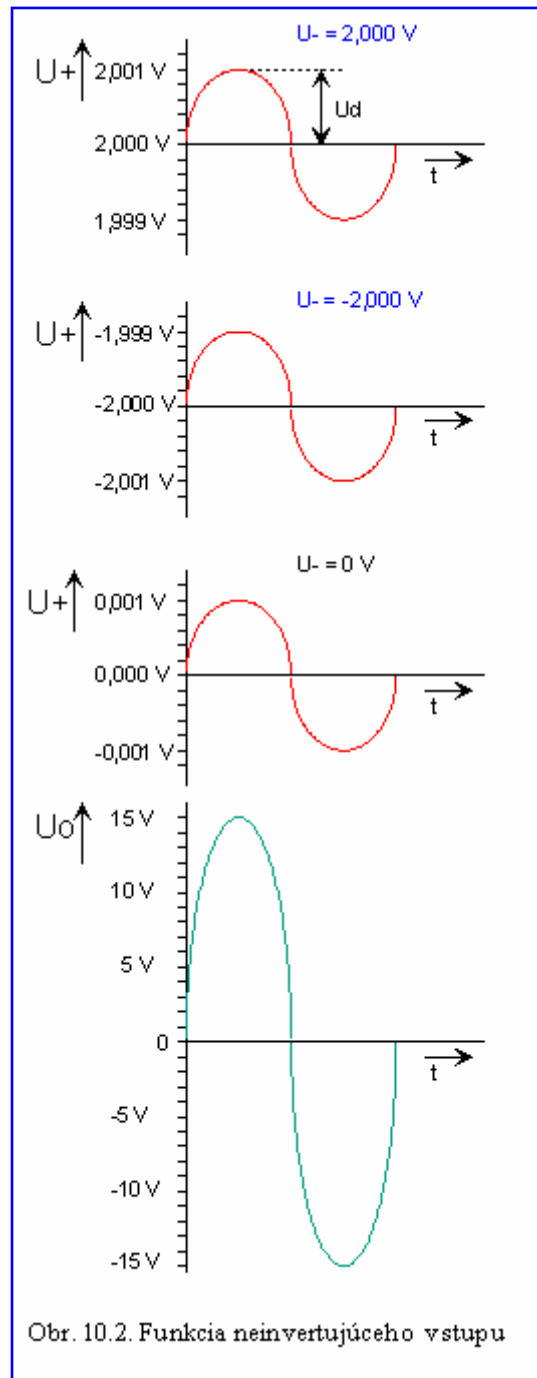
V praxi to znamená, že vo väčšine prípadov rozdielové napätie U_d považujeme za nulové pre akékoľvek výstupné napätie U_o . Ako ukážeme neskôr, je táto úvaha veľmi dôležitá pre analýzu obvodov s OZ. Podmienka $U_d = 0$ vedie k požiadavke, aby zosilnenie **ideálneho operačného zosilňovača bolo nekonečne veľké** (u reálneho čo najväčšie).

Pokiaľ nemá ideálny operačný zosilňovač žiadnym spôsobom ovplyvňovať okolité obvody, musia byť **vstupné prúdy** invertujúceho i neinvertujúceho vstupu nulové (pre reálny zosilňovač čo najmenšie). Nulovým vstupným prúdom zodpovedajú nekonečne veľké vstupné odpory.

Zosilnenie ideálneho operačného zosilňovača musí byť **nezávislé na veľkosti výstupného prúdu** (odporu zaťaže). Ak sa výstupné napätie nemení so zmenou prúdu hovoríme, že výstupný odpor zosilňovača R_o je nulový. Výstup OZ sa chová ako ideálny zdroj napätia.

Ideálny zosilňovač má:

- **nekonečne veľké zosilnenie A** (nulové rozdielové napätie U_d),
- **nekonečne veľké vstupné odpory** (nulové vstupné prúdy),
- **nulový výstupný odpor** (zosilnenie nezávisí na záťaži).



Obr. 10.2. Funkcia neinvertujúceho vstupu

Spomínané vlastnosti by mali platiť pre všetky frekvencie a pre všetky úrovne vstupných napätí. Skutočný operačný zosilňovač sa k ideálnemu len približuje.



10.3 Neinvertujúce zapojenie s ideálnym OZ

Neinvertujúce zapojenie (zachováva fázu vstupného napätia) operačného zosilňovača je na [obr. 10.4](#). Vstupné napätie U_i vedieme na neinvertujúci vstup operačného zosilňovača. Preto platí:

$$U_i = U_+ \tag{10.1}$$

Do invertujúceho vstupu je zavedená časť výstupného napätia U_o cez rezistorový delič R_1, R_2 . Je to záporná spätná väzba, výstupné napätie pôsobí proti vstupnému.

Pretože do invertujúceho vstupu netečie prúd (ideálne) platí, že napätie U_- je určené len rezistorovým deličom:

$$U_- = U_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{10.2}$$

Pre ideálny operačný zosilňovač je rozdielové napätie $U_d = 0$ pre každé výstupné napätie U_o . Preto platí:

$$U_i = U_+ = U_- \tag{10.3}$$

Z rovníc (10.2 a 10.3) možno napísať:

$$U_i = U_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{10.4}$$

Zosilnenie neinvertujúceho zosilňovača s ideálnym operačným zosilňovačom na [obr. 10.4](#) je:

$$A_{Ni} = \frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \tag{10.5}$$

Zosilnenie A_{Ni} (10.5) si nesmieme pliesť so zosilnením samotného operačného zosilňovača A . A_{Ni} je určené len pomerom rezistorov R_2 a R_1 , nie parametrami operačného zosilňovača. Vlastnosti obvodu určujú len rezistory spätnej väzby, ktoré zavádzajú časť napätia z výstupu na invertujúci vstup.

Kapacity 100 nF na schéme [obr. 10.4](#) slúžia na blokovanie vývodov napájania OZ voči rušivým napätiam.

10.4 Neinvertujúce zapojenie s neideálnym OZ

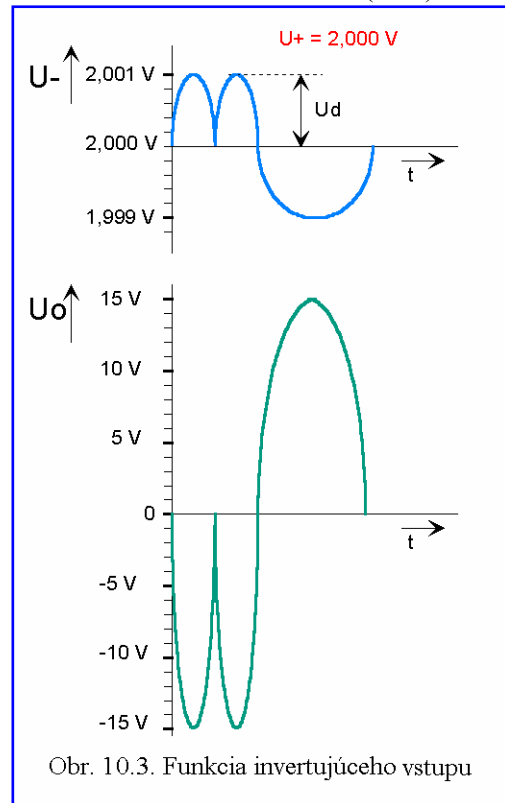
Čo sa stane, keď operačný zosilňovač na [obr. 10.4](#) nebude ideálny, bude mať konečné zosilnenie A (menšie než nekonečno). Napätie U_d v tomto prípade už nebude nulové, ale bude platiť:

$$U_d = \frac{U_o}{A} \tag{10.6}$$

Napätie U_- invertujúceho vstupu je oproti napätiu U_i o hodnotu U_d menšie:

$$U_- = U_i - U_d \tag{10.7}$$

Prúd I_1 , ktorý tečie rezistorom R_1 , má hodnotu:

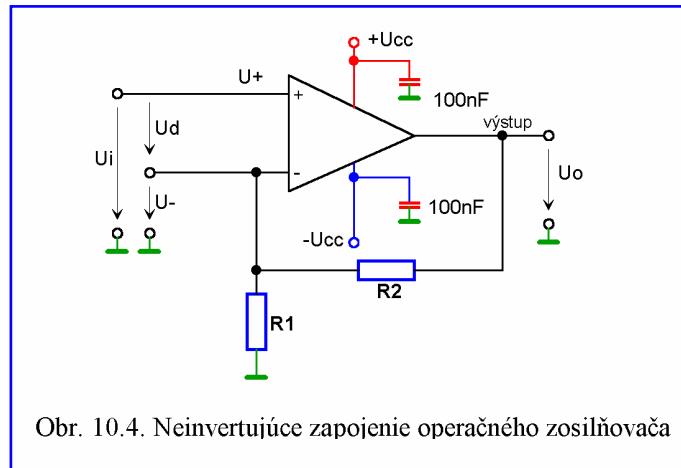


Obr. 10.3. Funkcia invertujúceho vstupu



$$I_1 = \frac{U_-}{R_1} = \frac{U_i - U_d}{R_1} \quad (10.8)$$

Aj tu predpokladáme, že do invertujúceho vstupu operačného zosilňovača netečie prúd, preto celý prúd I_1 prechádza aj rezistorom R_2 . Úbytok napätia na rezistore R_2 je:



Obr. 10.4. Neinvertujúce zapojenie operačného zosilňovača

$$R_2 I_1 = (U_i - U_d) \frac{R_2}{R_1} \quad (10.9)$$

Výstupné napätie U_o je súčtom napätia U_- na rezistore R_1 a úbytku napätia na rezistore R_2 :

$$U_o = U_- + R_2 \cdot I_1 \quad (10.10)$$

Z rovníc (10.8 až 10.10) možno vypočítať, že:

$$U_o = U_i - U_d + (U_i - U_d) \frac{R_2}{R_1} \quad (10.11)$$

Ako vidieť, v rovnici (10.11) pre výstupné napätie pribudlo rozdielové napätie U_d , ktoré je pri ideálnom OZ nulové. Po úprave, a s prispáním rovnice (10.6) postupne dostaneme:

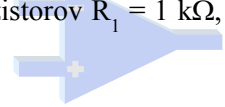
$$U_o = U_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{U_o}{A} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (10.12)$$

Zosilnenie neinvertujúceho zapojenia s OZ, získané s poslednej rovnice je:

$$A_N = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{A}} \quad (10.13)$$

Zosilnenie neinvertujúceho zapojenia s reálnym OZ je teraz zaťažené chybou, ktorú predstavuje menovateľ výrazu (10.13) (porovnaj s rovnicou pre ideálne pomery (10.5)).

Na jednoduchom príklade si ukážeme prejav nízkeho zosilnenia reálneho OZ na celkové zosilnenie pri $A=\infty$, $A=1\ 000$, $A=100\ 000$. Vo všetkých prípadoch je hodnota rezistorov $R_1 = 1\ \text{k}\Omega$, $R_2 = 9\ \text{k}\Omega$.

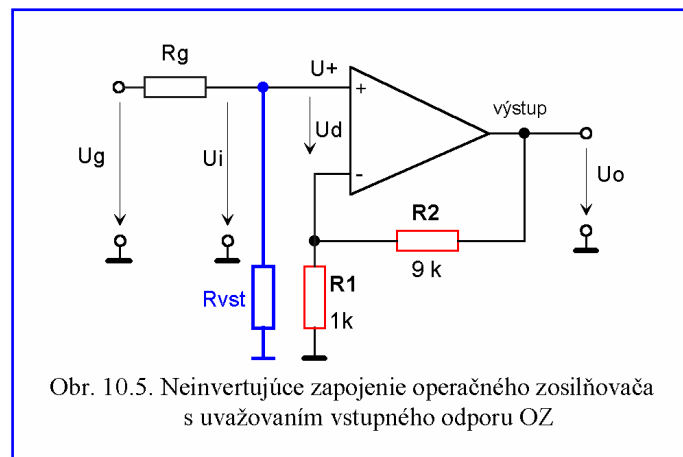


Z rovnice 10.13 po dosadení za R_1 a R_2 dostaneme:

$$A_N = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{A}} = \frac{10}{1 + \frac{10}{A}}$$

V jednotlivých prípadoch dostaneme výsledky:

A	A_N
∞	10
1 000	9.90099
100 000	9.999

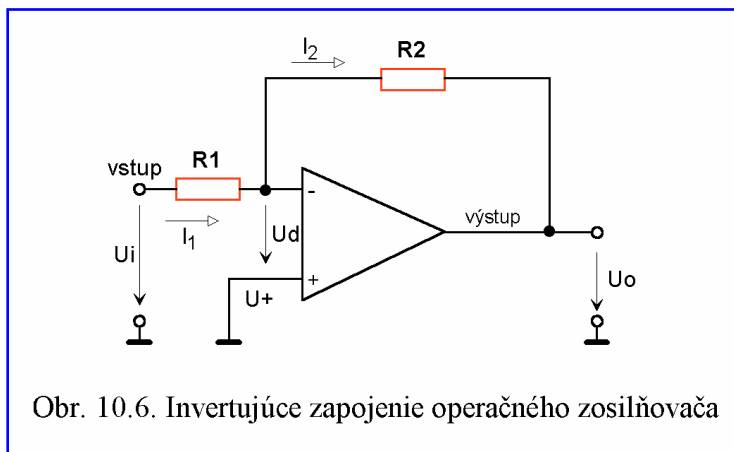
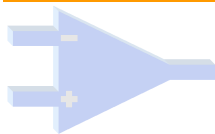


10

Vstupný odpor neinvertujúceho zapojenia OZ môže ovplyvniť predchádzajúce obvody na vstupe OZ. Ak je operačný zosilňovač ideálny, potom nie sú ovplyvnené. Do neinvertujúceho vstupu netečie prúd. Hovoríme, že **vstupný odpor** neinvertujúceho zapojenia je **nekonečne veľký**. Pre skutočné operačné zosilňovače býva vstupný odpor v neinvertujúcom zapojení väčší než $10\ \text{M}\Omega$ a môže dosahovať až hodnôt $10^{12}\ \Omega$. To závisí na konštrukcii použitého operačného zosilňovača. Význam vstupného odporu si predvedieme na príklade. Predstavte si, že musíme zosilniť +10krát napätie, ktoré získame z budiaceho zdroja u_g s vnútorným odporom R_g . Na obr. 10.5. Rezistor R_{vst} predstavuje vstupný odpor OZ.

Pre výstupné napätie U_o platí :

$$U_o = U_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 10 \cdot U_i$$



Obr. 10.6. Invertujúce zapojenie operačného zosilňovača

$$U_i = U_g \frac{R_{vst}}{R_{vst} + R_g}$$

Z druhej rovnice je vidieť, že vstupný odpor OZ znižuje hodnotu U_i . Na výstupe OZ je napätie:

$$U_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_g \frac{R_{vst}}{R_{vst} + R_g}$$

Zníženie výstupného napätia je nežiadúce. Preto musí vždy platiť, že vstupný odpor R_{vst} je mnohonásobne väčší než R_g . Isté je, že pre $R_g = 10\text{k}\Omega$ a $R_{vst} = 100\text{M}\Omega$ je nerovnosť splnená. Ak by rezistor R_g mal hodnotu napríklad $10\text{M}\Omega$, bolo by vhodné použiť operačný zosilňovač, ktorý má vstupný odpor väčší než $1000\text{M}\Omega$ (s tranzistormi MOS alebo JFET na vstupe). To nie je však v praxi bežný prípad. Vo väčšine prípadov uvažujeme, že neinvertujúci zosilňovač pripojené obvody neovplyvňuje.

10.5 Invertujúce zapojenie operačného zosilňovača

Invertujúce zapojenie (meniace fázu signálu) operačného zosilňovača je na [obr. 10.6](#). Vstupné napätie U_i vedieme cez rezistor R_1 na invertujúci vstup operačného zosilňovača. Neinvertujúci vstup operačného zosilňovača je pripojený na zemnú svorku. Záporná spätná väzba je zavedená cez rezistor R_2 . Pre ideálny operačný zosilňovač je zosilnenie nekonečne veľké a preto je napätie U_d nulové pre každé výstupné napätie U_o . Preto je úbytok napätia na rezistore R_1 rovný priamo napätiu U_i a prúd I_1 rezistorom R_1 je :

$$I_1 = \frac{U_i}{R_1}$$

Celý prúd I_1 prechádza rezistorom R_2 , pretože do invertujúceho vstupu ideálneho OZ netečie žiadny prúd. Pri smere šípok napätia na obrázku a $U_d = 0$ je výstupné napätie U_o rovné záporne vzatému úbytku U_2 na rezistore R_2 :

$$U_o = -U_2 = -R_2 \cdot I_1$$

Teraz môžeme určiť, že:

$$U_o = -U_i \cdot \frac{R_2}{R_1} \tag{10.14}$$

Pre zosilnenie v zapojení podľa [obr. 10.6](#) (s ideálnym zosilňovačom) platí:

$$A_{INi} = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{10.15}$$

Zosilnenie je opäť určené len rezistormi spätnej väzby, nie vlastnosťami ideálneho OZ.

Ak nie je operačný zosilňovač na [obr. 10.6](#) ideálny, napätie U_d je nenulové. Jeho hodnota pri výstupnom napätí U_o a zosilnení zosilňovača A je: $U_d = \frac{U_o}{A}$.

Úbytok napätia na rezistore R_1 je rovný súčtu napätia U_i a U_d a preto je prúd I_1 daný vzťahom:

$$I_1 = \frac{U_i + U_d}{R_1}$$

Tento prúd musí opäť pretekať cez rezistor R_2 , ale i tu musíme pripočítať nenulové napätie U_d . Platí:

$$U_o + U_d = -(U_i + U_d) \frac{R_2}{R_1} \quad (10.15)$$

$$U_o + U_d = -I_1 \cdot R_2 \quad (10.16)$$

Pre zosilnenie invertujúceho zosilňovača s neideálnym operačným zosilňovačom z rovníc (10.15, 10.16), dostaneme:

$$A_N = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (10.17)$$

Čitateľ rovnice (10.17) určuje ideálne zosilnenie invertujúceho zosilňovača. Menovateľ popisuje chybu, ktorú spôsobuje operačný zosilňovač s konečným zosilnením A . Táto chyba je rovnako veľká, ako v neinvertujúcom zosilňovači. Pozri rovnicu (10.13). Rozdiel zosilnenia ideálneho a neideálneho OZ si ukážeme na príklade.

V zapojení podľa [obr. 10.6](#) je $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$. Určíme zosilnenie invertujúceho zosilňovača A_{IN} , ak je zosilnenie A operačného zosilňovača $\infty, 100\,000, 1000$:

Riešenie vyplýva z rovnice (10.17). Dosadením hodnôt R_1, R_2 a A postupne dostaneme:

A	A_N
∞	-10
100 000	-9.9989
1 000	9.8912

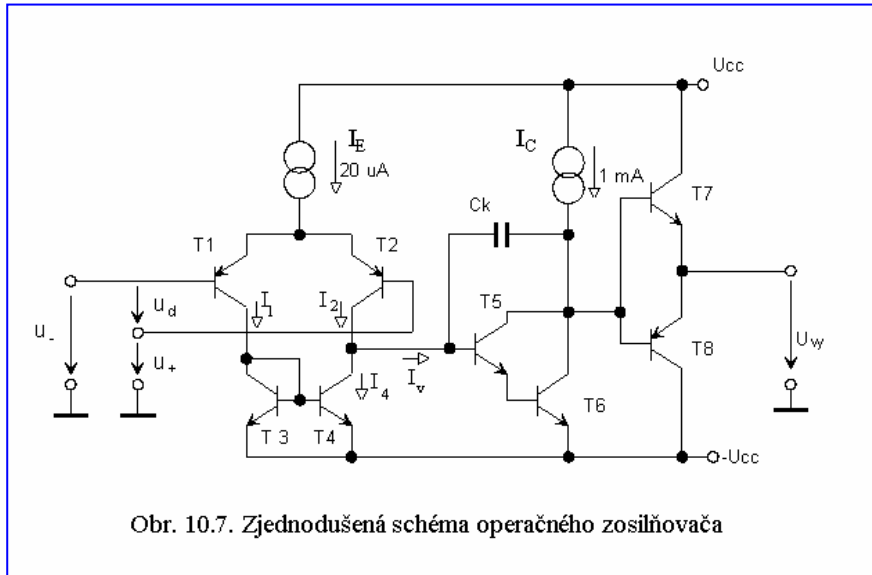
Z príkladu platí rovnaký záver ako v neinvertujúcom zosilňovači. Vzťah pre ideálne zosilnenie $A_{INi} = -\frac{R_2}{R_1}$ môžeme použiť len vtedy, ak je zosilnenie operačného zosilňovača A omnoho väčšie než podiel rezistorov R_2/R_1 .

Pozrime sa, aký má vplyv invertujúce zapojenie OZ na predchádzajúce obvody.

Do vstupného uzla zapojenia na [obr. 10.6](#) tečie vždy prúd, ktorý je určený veľkosťou vstupného napätia U_i a odporu rezistora R_1 . Vstupný odpor R_{vst} invertujúceho zosilňovača je rovný priamo

odporu rezistora R_1 . Z toho vyplýva, že invertujúce zapojenie ovplyvňuje predchádzajúce obvody viac ako zapojenie neinvertujúce na [obr.10.5](#).

10.6 Čo sa skrýva v symbolickej značke operačného zosilňovača?



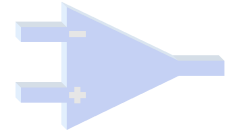
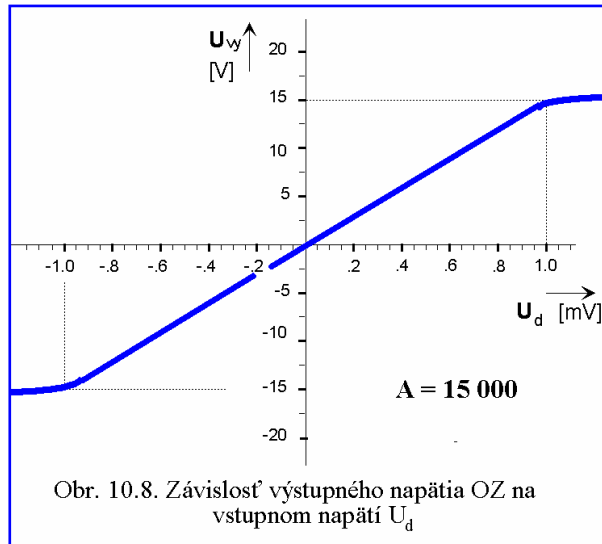
Obr. 10.7. Zjednodušená schéma operačného zosilňovača

Podstatne zjednodušená schéma operačného zosilňovača je na [obr.10.7](#). Prvou a veľmi dôležitou časťou operačného zosilňovača je **vstupný rozdielový zosilňovač**. Jeho hlavnou úlohou je maximálne zosilniť rozdielové napätie U_d (asi 1 000 až 10 000 krát). Musí mať tiež veľký vstupný odpor. Ďalšiu časť tvorí stupeň s tranzistormi T5, T6 v Darlingtonovom zapojení. Vstupný prúd tejto dvojice je veľmi malý takže nezaťažuje rozdielový zosilňovač. Napätové zosilnenie je 100 až 300 (zapojenie zosilňovača so spoločným emitorom a prúdovým zdrojom v kolektore). Kapacitor C_k (korekčný kapacitor) tvaruje frekvenčnú amplitúdovú charakteristiku operačného zosilňovača. Najčastejšie je priamo súčasťou integrovaného obvodu (operačný zosilňovač s vnútornou korekciou), alebo sa môže pripájať ako vonkajšia súčiastka. Posledným stupňom každého operačného zosilňovača je **výstupný výkonový stupeň**. V tomto zapojení ho tvorí komplementárny emitorový sledovač (T7, T8). Napätové zosilnenie výstupného stupňa je približne jedna. Výstupný stupeň zabraňuje tomu, aby záťaž na výstupe ovplyvňovala zosilnenie druhého stupňa - oddeľuje záťaž od predchádzajúcich stupňov s vysokým napätovým zosilnením.

Pri takto jednoduchej koncepcii OZ, ako je na [obr.10.7](#) môžeme pripojovať zaťažovacie rezistory rádovo $k\Omega$ a pre napätie napríklad $U_o = 15\text{ V}$ a $R_z = 1\text{ k}\Omega$ prechádza výstupom zaťažovací prúd $15\text{ V} / 1\text{ k}\Omega = 15\text{ mA}$. Predpokladajme, že prúdový zosilňovací činiteľ tranzistorov T6, T7 je aspoň 100. Bázový prúd tranzistorov T7 a T8 je potom vždy menší než $15\text{ mA} / 100 = 150\mu\text{A}$ a to je hodnota omnoho menšia než prúd dodávaný zdrojom prúdu I_C . Druhý stupeň preto nie je záťažou príliš ovplyvnený.

Predpokladajme, že tranzistory T5 a T6 majú prúdové zosilňovacie činitele rovnaké, napríklad hodnotu 40. Výsledný prúdový zosilňovací činiteľ Darlingtonovho zapojenia je $\beta = 40 \cdot 40 = 1600$. Ak preteká kolektorom T6 prúd $I_C = 1\text{ mA}$, vteká do bázy tranzistora T5 prúd $1\text{ mA} / 1600 = 0.625\mu\text{A}$. To je opäť prúd mnohonásobne menší než je prúd prúdového zdroja I_E . Druhý stupeň preto podstatne neovplyvní zosilnenie rozdielového stupňa.

Pozrime sa ako skutočne zosilňuje operačný zosilňovač. Prvá a najdôležitejšia časť operačného zosilňovača je vstupný rozdielový zosilňovač, ktorý určuje takmer všetky vlastnosti. Jeho



základnými prvkami (obr.10.7) sú PNP tranzistory T1 a T2. V ideálnom prípade majú rovnaké vlastnosti. Zdroj prúdu I_E dodáva do emitorov stále rovnaký prúd I_E . Platí vždy:

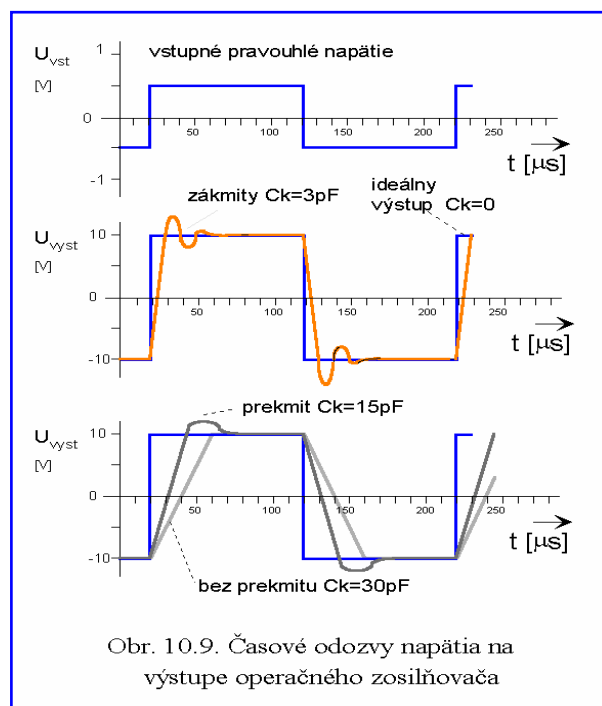
$$I_E = I_1 + I_2$$

Tranzistory T3 a T4 tvoria **prúdové zrkadlo**. Ak sú tranzistory T3 a T4 rovnaké je prúd I_4 vždy rovnako veľký ako prúd pretekajúci tranzistorom T3:

$$I_4 = I_1$$

Naznačíme, ako sa správa obvod pri rôznych hodnotách rozdielového napätia. Najprv si predstavíme, že rozdielové napätie $U_d = 0$ (prepojíme navzájom invertujúci a neinvertujúci vstup). Tranzistory T1 a T2 sú rovnaké a majú rovnaké bázové napätie. Preto oboma prechádza rovnaký emitorový prúd $I_1 = I_2 = I_E / 2$. Výstupný prúd I_v z rozdielového stupňa je určený rozdielom prúdov I_2 a I_4 . Platí:

10



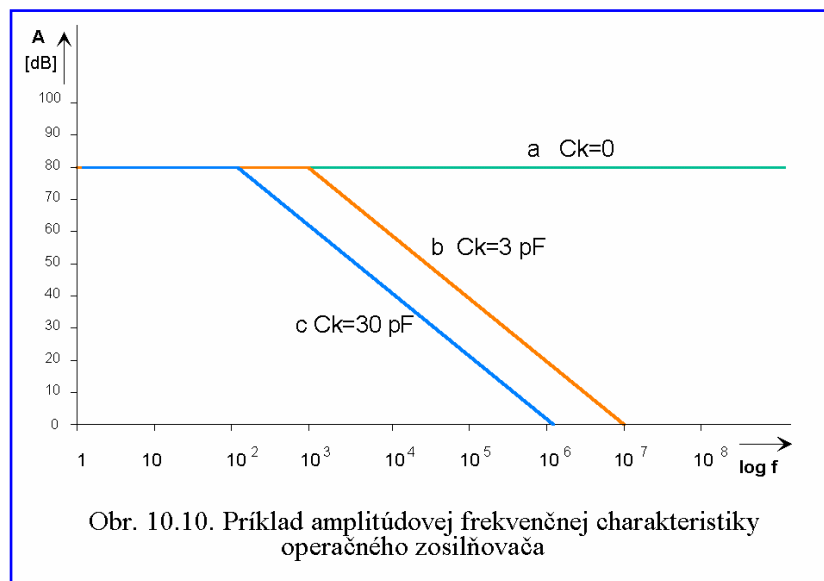
$$I_v = I_2 - I_4 \quad (10.18)$$

Pre $U_d = 0$ je $I_4 = I_1 = I_E / 2$, a preto je výstupný prúd $I_v = I_2 - I_4 = 0$. Ďalšie stupne OZ nie sú buденé, na výstupe je nulové napätie.

Teraz si predstavme, že $U_d < 0$ (napätie je oproti smeru šípky U_d a je väčšie ako 5mV). Báza T2 je málo kladnejšia ako báza T1. Preto sa tranzistor T1 plne otvorí, naopak T2 úplne zatvorí. (pripomeňme si, že sa jedná o PNP tranzistory). V tomto stave je $I_1 = I_E$ a $I_2 = 0$. Hodnota výstupného prúdu rozdielového stupňa je podľa rovnice (10.18):

$$I_v = I_2 - I_4 = -I_E$$

Prúd I_v spôsobí, že Darlingtonový stupeň nevedie prúd a prúd I_C vybudí tranzistor T7 do



saturačného režimu. Na výstupe je napätie $+U_{CC}$.

Opačná situácia, ak $U_d > 0$ (napätie je v smere šípky U_d na obr. 10.7). Báza T1 je málo kladnejšia ako báza T2. Preto sa tranzistor T2 plne otvorí, naopak T1 úplne zatvorí. V tomto stave je $I_1 = 0$ a $I_2 = I_E$. Hodnota výstupného prúdu rozdielového stupňa je podľa rovnice (10.18):

$$I_v = I_2 - I_4 = I_E$$

Prúd I_E otvorí tranzistory T5 a T6. Na kolektoroch tranzistorov je napätie $-U_{CC}$. Takáto polarita napätia otvorí tranzistor T8. Výstupné napätie nadobudne hodnotu záporného saturačného napätia $-U_{CC}$.

V závislosti od hodnoty vstupného rozdielového napätia U_d sa výstupné napätie mení v intervale $-U_{CC}$ až $+U_{CC}$. Situácia je zobrazená na [obr. 10.8](#). Na tomto obrázku je tiež vidieť, že OZ zosilňuje v intervale vstupných napätí ± 1 mV približne 15 000 násobne. Pri vyššom vstupnom napätí je výstupné napätie konštantné a jeho hodnota je málo menšia ako veľkosť napájacieho napätia. Rozkmit výstupného napätia je približne ± 15 V.

Na vstupy OZ nemožno pripájať ľubovoľnú veľkosť napätia. Ak napr. prekročíme súhlasným napätím (spoločné napätie oboch vstupov OZ voči zemi) hodnotu $+U_{CC}$, vstupné tranzistory T1 a T2 diferenciálneho stupňa sú zatvorené a zosilňovač nepracuje. Pri menšej hodnote súhlasného napätia ako $-U_{CC}$ sú oba spomínané tranzistory v saturácii a opäť diferenciálny stupeň nepracuje. Ak má OZ zosilňovať v pracovnej časti prevodovej charakteristiky, nesmie sa prekročiť **medzná hodnota súhlasného napätia**.

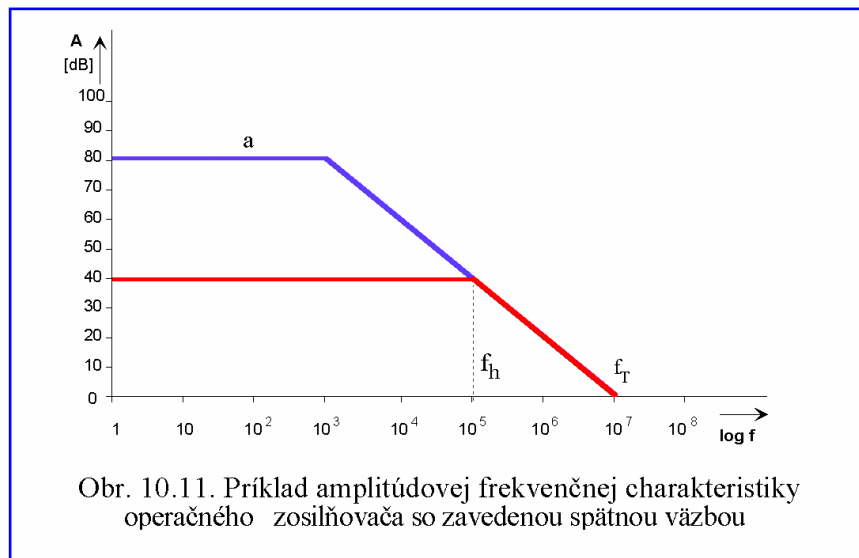
Bipolárne tranzistory PNP zjednodušenej schémy OZ potrebujú k aktívnemu režimu istú hodnotu **vstupného prúdu** (desiatky nA). Znamená to, že **rozdielový vstupný odpor** bude konečný (rozmedzie 0,5 až 5 MΩ). OZ, ktoré majú použitý diferenciálny stupeň s FET tranzistormi majú vstupné prúdy desiatky pA, a teda vstupný odpor 10^{12} až 10^{14} Ω.

Doposiaľ sme predpokladali, že diferenciálny stupeň je symetrický. Nerovnaké parametre tranzistorov T1 a T2 spôsobujú pri $U_d=0$ rôzne vstupné prúdy a tým aj nenulové výstupné napätie (ofset). Napätie V_{OS} - **vstupná napät'ová nesymetria** sa musí pripojiť na vstup OZ aby sme dostali na výstupe nulové napätie. To sa dá urobiť, ak OZ má prístupné kompenzačné obvody.

Vstupný kľudový prúd je definovaný ako aritmetický stred oboch vstupných prúdov, **vstupná prúdová nesymetria** ako rozdiel týchto prúdov.

10.7 Dynamické vlastnosti operačného zosilňovača

Veľkosťou kapacity korekčného kapacitára C_k sa dá upravovať priebeh frekvenčnej amplitúdovej charakteristiky OZ. Okrem toho tento kapacitor zabezpečuje frekvenčnú stabilitu OZ. Kapacitor býva obyčajne súčasťou integrovaného obvodu. S rastúcou hodnotou sa znižuje tzv.



10

rýchlosť nábehu výstupného napätia. Rýchlosť nábehu výstupného napätia je naznačená na [obr. 10.9](#). Zistíme časový interval odozvy výstupu na ideálny impulz. Skok hladiny napätia pri danom zosilnení spôsobí skok výstupného napätia. Tento skok trvá konečný čas. Zmena napätia 20 V na výstupe OZ pri hodnote kapacitára $C_k = 3$ pF (najnižšia hodnota) trvá podľa [obr. 10.9](#) približne 10 μs. Rýchlosť nábehu (Slew Rate) bude:

$$SR = \frac{\Delta u_{vyst}}{\Delta t} = \frac{20 \text{ V}}{10 \mu\text{s}} = 2 \text{ V} / \mu\text{s}$$

Rýchlosť nábehu pre kapacitor C_k s hodnotou 30 pF je menšia a podľa [obr. 10.9](#) je približne 0.5 V/μs.

Korekčný kapacitor spôsobuje aj obmedzenie zosilnenia OZ pri vysokých frekvenciách. S rastúcou hodnotou klesá zosilnenie druhého stupňa OZ. Na [obr. 10.10](#) je zobrazený aproximovaný priebeh amplitúdovej frekvenčnej charakteristiky. Zisk OZ je vyjadrený v dB ($A_{dB} = 20 \log A$).

Priebeh a vyjadruje nezávislosť zisku na frekvencii. Priebeh b odpovedá korekčnej kapacite $C_k=3\text{pF}$. Pri frekvencii 10 MHz je jednotkové zosilnenie (0 dB). Priebeh c je vyneseny pre $C_k=30\text{pF}$. Jednotkové zosilnenie je pri 1 MHz.

Frekvencia pri ktorej OZ dosiahne jednotkové zosilnenie sa nazýva **tranzitná frekvencia** a označujeme ju f_T .

Ako sa určí šírka prenášaného pásma frekvencií OZ so zavedenou spätnou väzbou? Predpokladajme, že máme k dispozícii známy priebeh amplitúdovej frekvenčnej charakteristiky OZ bez spätnej väzby (krivka a na obr. 10.11). Po zavedení spätnej väzby, podľa obr. 10.6 nastavíme zisk na 40 dB. Horná medzná frekvencia sa určí z jednoduchého výrazu:

$$f_h = \frac{f_T}{|A|} \quad (10.19)$$

Platí tiež, že súčin hornej medznej frekvencie a nastaveného zosilnenia je konštantný. Z obr. 10.11 alebo výrazu (10.19) je horná medzná frekvencia v našom zosilňovači:

$$f_h = \frac{10^6 \text{ Hz}}{|-100|} = 10^3 \text{ Hz}.$$

10.8 Potlačenie súčtového napätia a drift operačného zosilňovača

Ideálny OZ zosilňuje len rozdielové napätie. Ak spojíme nakrátko invertujúci a neinvertujúci vstup, potom pri ľubovoľnom vstupnom napätí by malo byť na výstupe nulové napätie. Reálne OZ majú na výstupe malé napätie. Potlačenie súčtového zosilnenia býva veľmi vysoké, okolo 80 dB. Napríklad pri súhlasnom napätí 0 - 10 V sa zmení výstupné napätie o 1 mV, potom potlačenie súčtového zosilnenia CMRR (Common Mode Rejection Ratio):

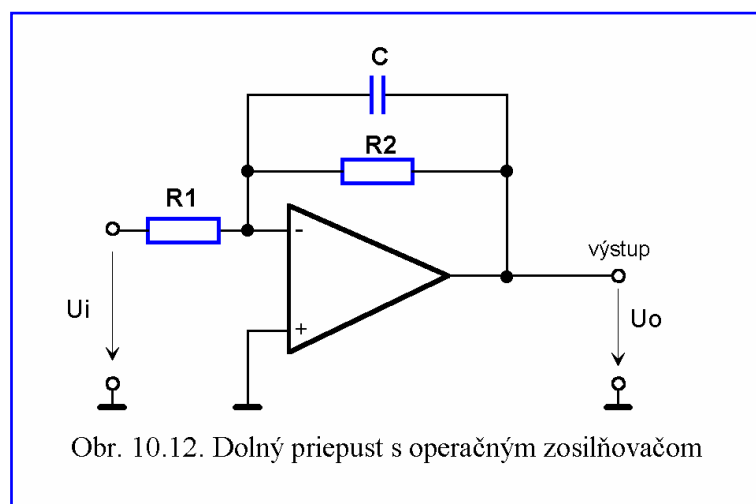
$$\text{CMRR} = 20 \log \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mV}} = 80 \text{ dB}.$$

Zmena napájacieho napätia by sa nemala prejaviť na výstupnom napätí OZ. Ak máme napríklad potlačenie zmeny napájacieho napätia 60 dB (katalógový údaj PSRR (Power Supply Rejection Ratio)), bude pri zmene napájacieho napätia U_{CC} napríklad $\pm 5 \text{ V}$ až $\pm 15 \text{ V}$ zmena výstupného napätia $U_{vy} = \pm 10 \text{ mV}$, a to je už dosť vysoká hodnota. Preto je nutné stabilizovať napájacie napätie OZ.

So zmenou teploty čipu OZ sa mení napäťová a prúdová nesymetria vstupov OZ. Katalóg OZ udáva teplotné koeficienty zmien týchto parametrov na jednotku teploty.

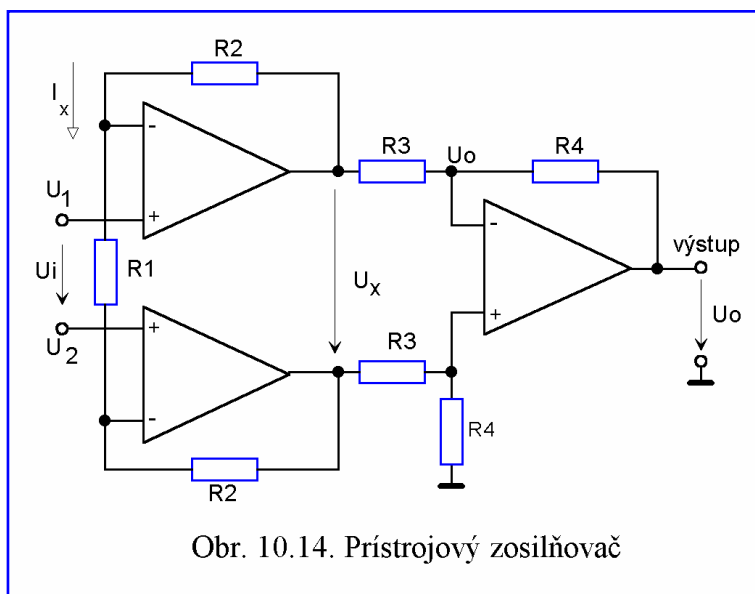
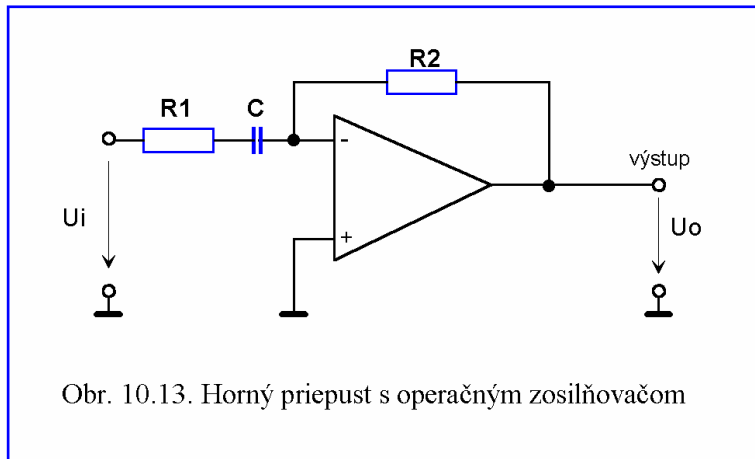
10.9 Niektoré základné aplikácie s operačným zosilňovačom

Základnou úlohou operačného zosilňovača je vytvorenie obvodov so stabilným zosilnením a presne syntetizovanou prenosovou funkciou. Operačný zosilňovač možno použiť na konštrukciu najrôznejších zariadení, ako napríklad: generátory napätia, aktívne filtre, derivačné, integračné, proporcionálne zosilňovače, tvarovače signálu, usmerňovače, komparátory, atď.



S použitím idealizovaných parametrov operačného zosilňovača môžeme jednoducho analyzovať rôzne zapojenie operačného zosilňovača. Idealizácia umožňuje používať dve základné pravidlá, ktoré zjednodušujú analýzu a syntézu obvodov s operačnými zosilňovačmi:

- vstupnými svorkami operačného zosilňovača netečie prúd zo zdrojov signálu.
 - Napätie medzi vstupmi operačného zosilňovača s uzavretou slučkou spätnej väzby sa rovná nule.
- Na ilustráciu týchto pravidiel uvádzame niekoľko zapojení s operačným zosilňovačom.



Na [obr. 10.12](#) je zobrazený jednoduchý aktívny filter typu dolný priepust. Prevodová charakteristika má tvar, ktorý vyplýva so základného invertujúceho zapojenia s ideálnym operačným zosilňovačom:

$$A(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 - j\omega R_2 \cdot C}$$

Aktívny filter typu horný priepust na [obr. 10.13](#) má prenos:

$$A(j\omega) = \frac{j\omega \cdot C \cdot R_2}{1 - j\omega R_1 \cdot C}$$

Na presné meranie diferenčných signálov sa používa prístrojový zosilňovač s tromi operačnými zosilňovačmi. Jeho zapojenie je na [obr. 10.14](#). Prúd I_x tečúci rezistorom R_1 je daný rozdielom napätí U_1, U_2 :

$$I_x = \frac{U_1 - U_2}{R_1} \quad (10.20)$$

Napätie na výstupoch dvojice operačných zosilňovačov prvého stupňa je:

$$U_x = I_x (2R_2 + R_1) = \frac{(U_1 - U_2)}{R_1} (2R_2 + R_1) = (U_1 - U_2) \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \quad (10.21)$$

Diferenčné zosilnenie druhého stupňa je:

$$\frac{U_o}{U_x} = \frac{R_4}{R_3} \quad (10.22)$$

Celkové diferenčné zosilnenie prístrojového zosilňovača potom bude:

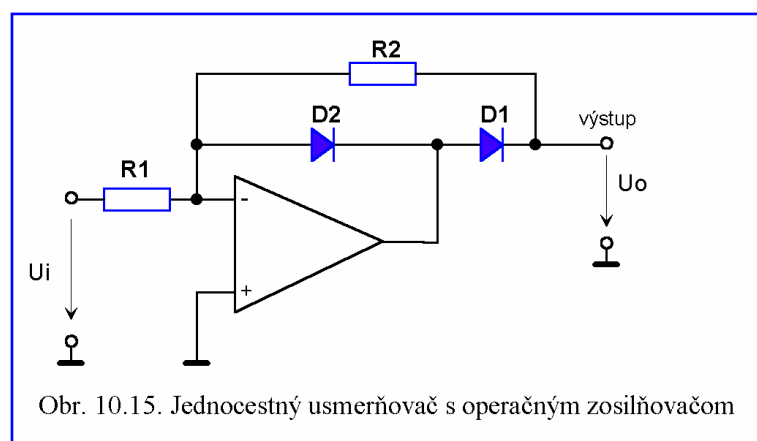
$$A_{\text{dif}} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (10.23)$$

Operačné zosilňovače sa používajú aj v nelineárnych obvodoch. Usmerňovanie malých signálov napätia priamo polovodičovou diódou nie je možné. Preto takéto signály sa najprv zosilňujú a potom usmerňujú. Obidve tieto operácie zabezpečuje zapojenie na [obr. 10.15](#). V prípade ak je $U_i < 0$, dióda D_1 je otvorená, dióda D_2 je zatvorená, potom pre výstupné napätie platí:

$$U_o = -\frac{R_2}{R_1} U_i \quad (10.24)$$

Ak je $U_i > 0$, dióda D_1 je zatvorená, dióda D_2 je otvorená, výstupné napätie je $U_o = 0$.

V elektronickej praxi sa často používajú komparátory napätia. Ich úlohou je dvojstavovo vyhodnocovať, či neznáme napätie je väčšie alebo nie ako hodnota referenčného napätia, daná referenčným zdrojom. Jedno z možných zapojení je na [obr. 10.16](#).



Ak $U_i > U_{\text{ref}}$, na výstupe je nízka hladina napätia $U_o = U^0$.

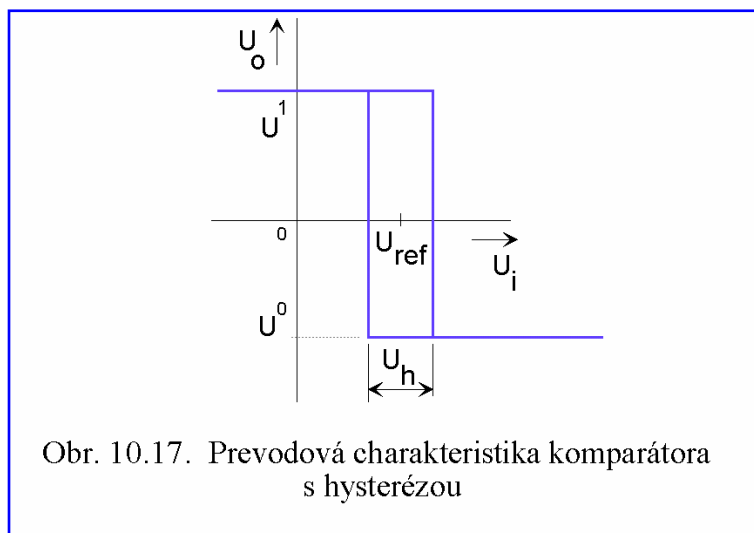
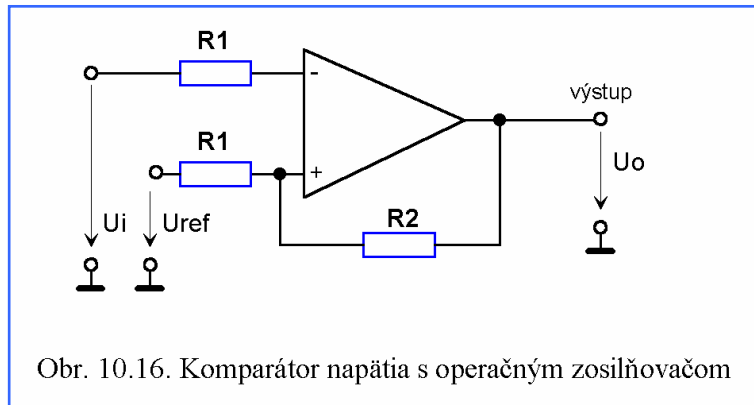
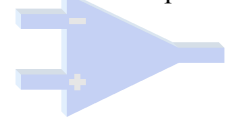
Ak $U_i < U_{\text{ref}}$, na výstupe je nízka hladina napätia $U_o = U^1$.

V obvode komparátora pôsobí rezistorom R_2 spätná väzba, ktorá vnucuje referenčnému napätiu U_{ref} hysterézu.

Veľkosť napätia hysterézy je daná výrazom:

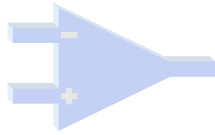
$$U_h = \Delta U_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{10.25}$$

kde $\Delta U_o = U^1 - U^0$ je rozkmit napätia na výstupe operačného zosilňovača.



10

Prevodová charakteristika komparátora je na [obr. 10.17](#).



Literatúra ku kapitole 10

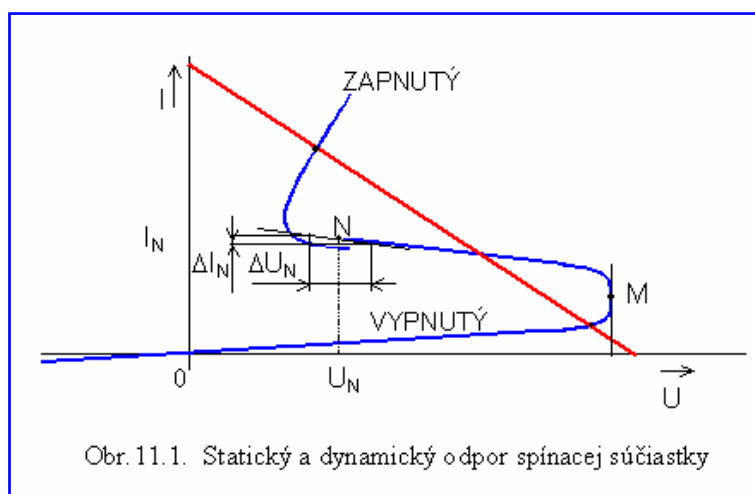
- [1] SEIFART, M.: Polovodičové prvky a obvody na spracovanie spojitych signálov, Alfa Bratislava, 1988
- [2] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [3] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronika pre oznamovanie a zabezpečovanie (návody na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1988
- [4] RABARA, V., ČUNTALA, J.: Elektronické impulzové obvody, skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1986
- [5] ČUNTALA, J. a kol.: Elektronické impulzové obvody (návody na cvičenia), skriptá VŠDS, Alfa Bratislava 1990
- [6] PUNČOCHÁŘ, J.: Operační zesilovače v elektronice, BEN - Technická literatúra, Praha 1996
- [7] KADLEC, J., NEUMAN, P.: Teorie obvodů III - přednášky, skriptá ČVUT Praha, ediční středisko ČVUT 1990

11 VIACVRSTVOVÉ SPÍNACIE SÚČIASTKY



Viacvrstvové spínacie súčiastky sú polovodičové súčiastky, ktoré obsahujú tri alebo viac PN priechodov. Tieto súčiastky majú 2 stabilné stavy, pričom sa dajú prepínať z blokovacieho nevodivého stavu do priepustného vodivého stavu. Od diód sa odlišujú schopnosťou ovládať nevýkonovým signálom riadiacej elektródy okamih vedenia prúdu vo výkonovom obvode súčiastky. Tieto súčiastky sa vyznačujú aj tzv. tyratrónovým zapínacím javom - po zapnutí zostanú vo vodivom stave až do určitého poklesu pretekajúceho prúdu.

11.1 Statický a dynamický odpor polovodičových spínacích súčiastok



11

Na [obr. 11.1](#) je naznačená dominantná časť charakteristiky spínacej súčiastky. Vzťahy medzi napätím U a prúdom I sú na charakteristike nelineárne. Pre určité body je dôležitý nielen statický odpor $R = U/I$ (jednosmerný), ale väčší význam má dynamický (diferenciálny odpor)

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad (11.1)$$

Napríklad pre bod M je jednosmerný odpor:

$$R_M = \frac{U_M}{I_M} \gg 0, \text{ ale } R_d = \frac{\Delta U_M}{\Delta I_M} = 0,$$

pre bod N je jednosmerný odpor:

$$R_N = \frac{U_N}{I_N} > 0, \text{ ale } R_d = -\frac{\Delta U_N}{\Delta I_N} < 0.$$

Tam, kde dynamický odpor je $R_d = 0$ alebo je záporný ($R_d < 0$), jedná sa o nestabilný stav, z ktorého súčiastka veľmi rýchlo prejde do jedného zo stabilných stavov.

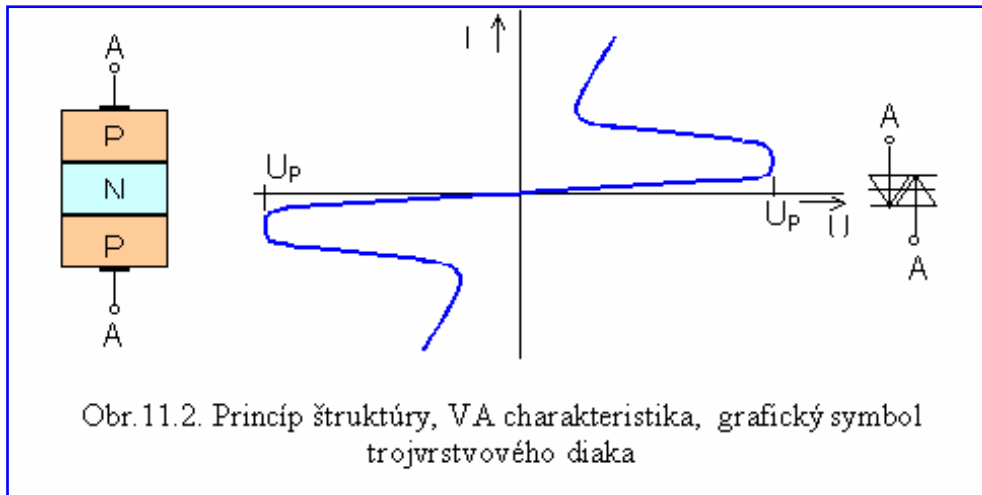
11.2 Typy viacvrstvových spínacích súčiastok

11.2.1 Trojvrstvový (Diode AC Switch) diak

Je to diódový spínač striedavého prúdu. Predstavuje dve antiparalelne (protismerne) zapojené diódy (presnejšie dve antiparalelné Shockleyho diódy). Principiálna schéma štruktúry, VA charakteristika a schematický symbol diaku podľa [12], je na [obr.11.2](#). Z VA charakteristiky vyplýva, že diak je spínač, riadený napätím, privedeným na elektródy A.

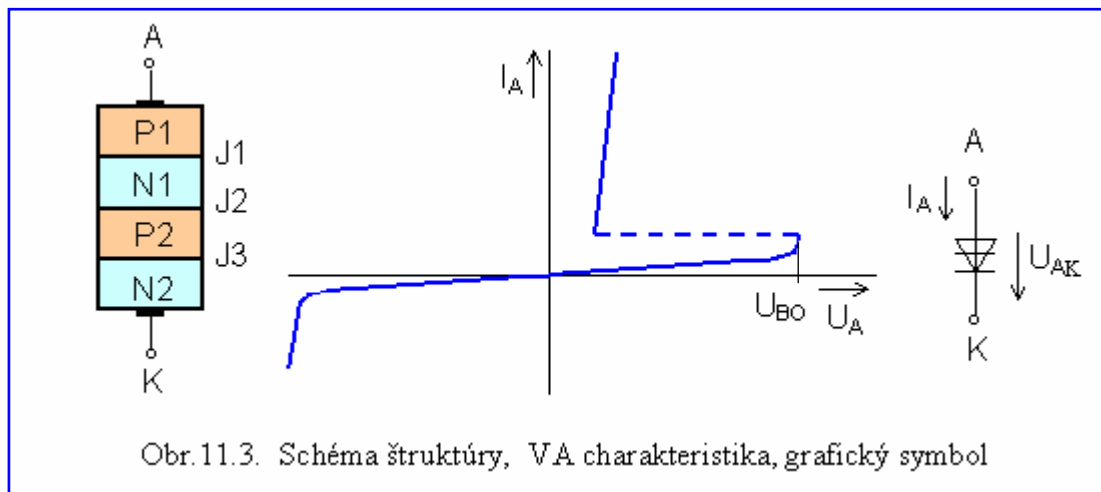
Hodnoty prirazných napätí U_{p1} a U_{p2} dosahujú u rôznych typov $20 \div 40$ V a stratový výkon je maximálne 300 mW - nejedná sa teda o výkonový spínač, ale o súčiastku, vhodnú pre nízko výkonové obvody (napr. riadiaci obvod tyristora, triaka, ochrana prepätia).

11.2.2 Diódový tyristor (dinistor, Shockleyho dióda)



Je spätne záverný tyristor so štruktúrou PNPN bez riadiacej elektródy. Jeho zapnutie nastane po prekročení blokavacieho napätia U_{BO} . Schéma štruktúry, VA charakteristika a grafický symbol sú na [obr.11.3](#).

Diódové tyristory zapínané zvýšením blokavacieho napätia nemožno ovládať ináč ako vo výkonovom obvode. Zvýšenie blokavacieho napätia je viazané na výkonový obvod.

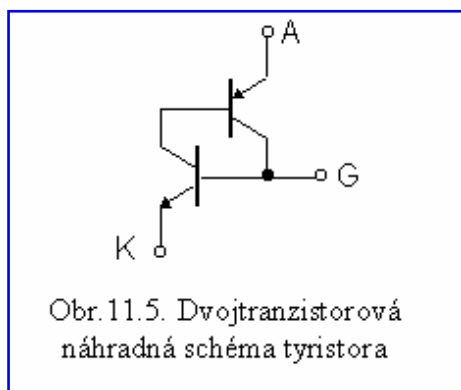
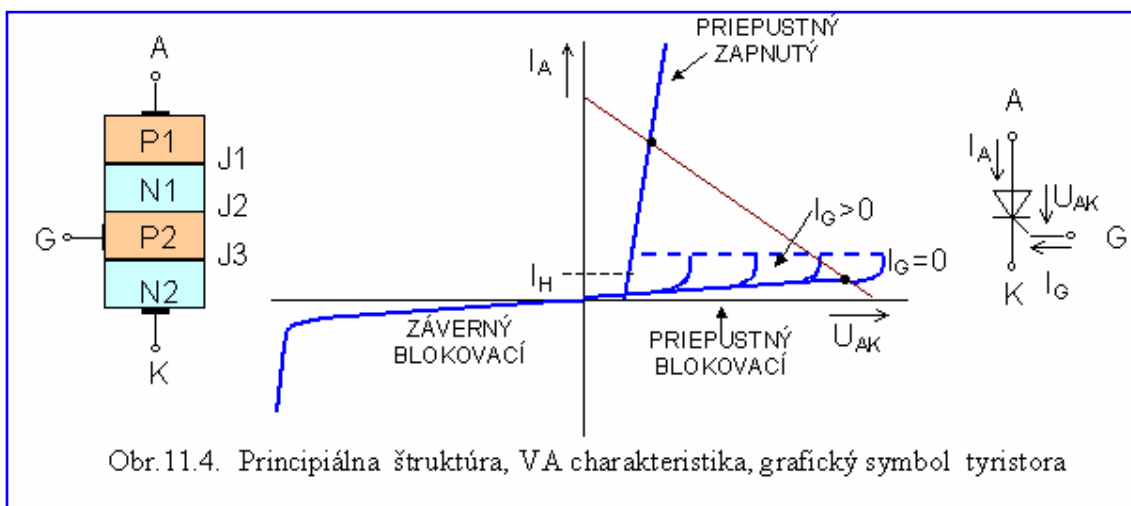


Tento spôsob spínania sa odporúča pre nízkovýkonové a nízkonapäťové aplikácie.

Diódový tyristor však možno s výhodou použiť ako ochranu výkonových polovodičových súčiastok (firma ABB používa diódové tyristory ako ochranné diódy k tyristorom proti nežiadúcemu spínaniu zvýšeným blokavacím napätím). [11]

11.2.3 Triodový tyristor (Kremíkový riadený usmerňovací prvok (SCR), tyristor)

Triodový tyristor (častejšie **tyristor**) umožňuje riadiť okamih zapnutia prúdu vo výkonovom obvode nevýkonovým signálom v riadiacej elektróde.



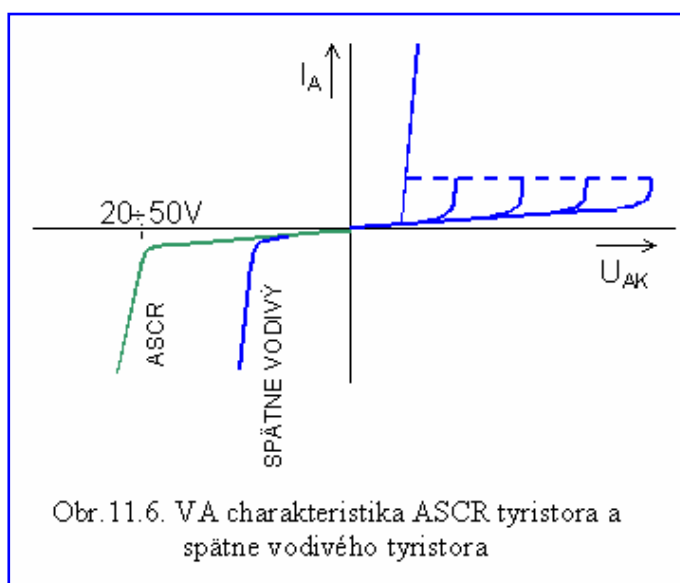
Principiálna schéma štruktúry, VA charakteristika a schematický symbol sú na [obr.11.4](#).

Vrstva N1 určuje blokovaciu schopnosť tyristora (je málo dotovaná). Tyristor má tri PN prechody, prechod J2 sa označuje ako blokovací (je orientovaný v nepriepustnom smere).

Výstupná VA charakteristika ukazuje rôzne stavy, v ktorých sa tyristor môže vyskytovať. Stav priepustný (tyristor je zapnutý), stav blokovací (bez riadiaceho signálu), stav nepriepustný a nedovolený stav lavínového prierazu, ktorý je nepriepustný. Oblasť **záporného diferenciálneho odporu**, ktorá je nestabilná, je medzi

priepustne blokujúcou a priepustnou oblasťou charakteristiky.

Podľa veľkosti riadiaceho prúdu sa mení priebeh priepustne blokujúcej časti charakteristiky; so zvyšujúcim sa prúdom I_G sa znižuje príznačné blokovacie napätie. Vysvetlenie tohto javu spočíva v tom, že pri určitom prúde I_G je priepustne orientovaný injekčný prechod J3. Okrem dier, prechádzajúcich z P2 do N2, prechádzajú aj elektróny z N2 do P2 priepustne orientovaným prechodom J3. Tieto elektróny, pod vplyvom kladného anódového napätia zaplavujú (ako minoritní nosiči) blokovací prechod J2 a tým znižujú jeho príznačné napätie.



Tyristor sa z priepustného do blokovacieho stavu vráti len po zmenšení hodnoty anódového prúdu pod hodnotu tzv. vratného prúdu I_H na [obr. 11.4](#). Nie je možné vypínanie tyristoru zmenami (alebo komutáciou) I_G . Ekvivalentná dvoj - tranzistorová schéma tyristora je na [obr.11.5](#).

Pri rýchlom zvyšovaní anódového napätia U_A , ak rýchlosť zvyšovania je $>20V/\mu s$, hrozí nežiadúce zapnutie tyristora. Príčinou tohto javu je kapacitný prúd, ktorý cez J1 vyvolá v J3 prúd, pri ktorom tyristor zapne.

Pre konštrukciu transvertorov (impulzných meničov) sú potrebné:

rýchle tyristory pre minimálne vypínacie časy, ktoré majú pracovné frekvencie 500 Hz až 2kHz.

frekvenčné tyristory pre pracovné frekvencie až desiatky kHz.

Technologické riešenia týchto tyristorov sú uvedené napr. v [1]. V tejto literatúre je aj napríklad **svetlom riadený tyristor** - LTT (Light Triggered Thyristor). Je to diódový tyristor PNPN, ktorý je možné dopadajúcim svetelným žiarením uviesť do zapnutého stavu.

11.2.4 Asymetrický tyristor - ASCR - Asymmetrical SCR Thyristor

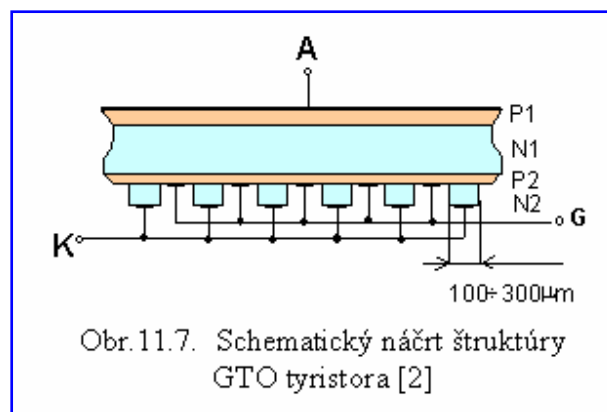
Je triodový spätne záverný typ tyristora s nízkym záverným priernym napätím ($20\div 50V$) [1]. U ASCR tyristora je v driftovej oblasti N vytvorená silne dotovaná vrstva N. VA charakteristika je na [obr.11.6](#).

Tyristor, ktorý sa pri závernom napät'ovom namáhaní chová ako dióda v priamom smere sa označuje ako **spätne priepustný tyristor** (RCT - Reverse Conducting Thyristor). Po obvodevej stránke predstavuje RCT kombináciu spätne záverného tyristora a antiparalelne zapojenej diódy. Dosahuje parametre rýchlych typov tyristorov s vypínacími časmi 8 až $60\mu s$. Je určený pre obvody polovodičových meničov frekvencie a impulzných meničov [1].

11.2.5 GTO tyristor (Gate Turn - Off)

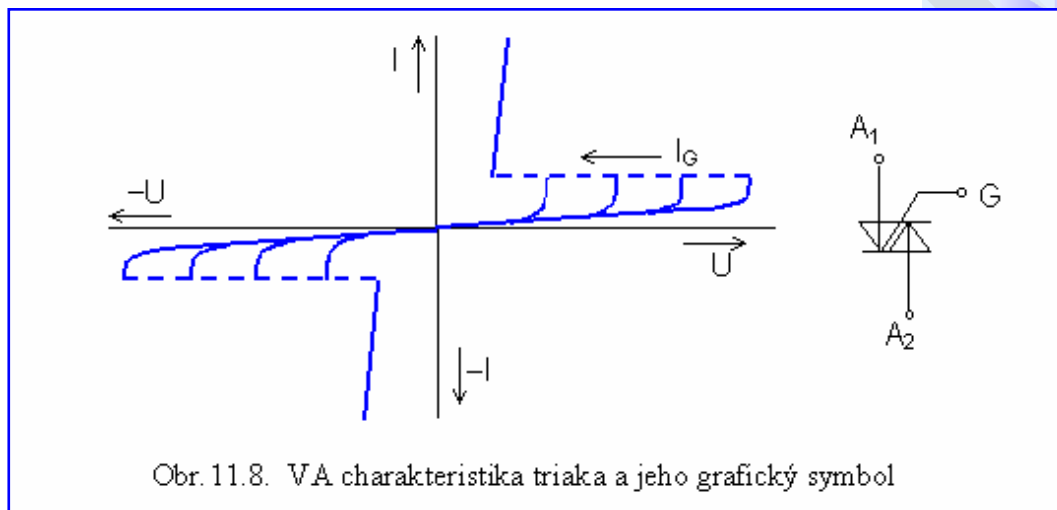
GTO tyristor je možné **zapnúť** aj **vypnúť** prúdom riadiacej elektródy. GTO tyristor sa spína kladným a vypína záporným riadiacim impulzom.

Ako vyplýva z nákresu štruktúry GTO tyristora na [obr.11.7](#) je katóda rozdelená na tenké pásiky, ktoré vytvárajú množstvo paralelných vláknitých tyristorov. Pri zavedení záporného napätia na riadiacu elektródu G vznikne prúd I_G , ktorý „odvedie“ anódový prúd. (Zdroj záporných vypínacích impulzov preto musí byť výkonný). TRIAC (Triode AC Switch - triak)



Je to triodový spínač striedaného prúdu. Princiálne sa jedná o súčiastku ekvivalentnú dvom antiparalelne zapojeným triodovým tyristorom (SCR), riadeným jednou riadiacou elektródou G, pozri [obr.11.8](#). VA charakteristika triaku je symetrická podľa počiatku.

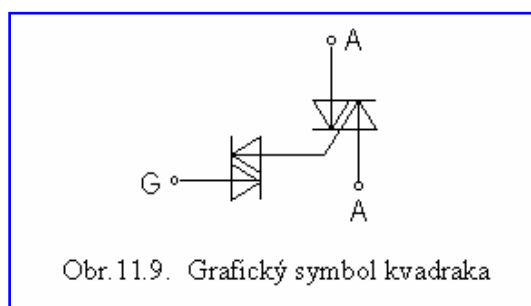
Triak spína prúd prechádzajúci medzi A1 a A2 a je riadený prúdom ľubovolnej polarita medzi A1 a G. Veľkosť blokovacieho napätia, (napätie, pri ktorom triak spína) závisí na veľkosti I_G podobne ako u triodového tyristora.



Tak, ako u tyristorov, klesá so vzrastajúcou teplotou spínacie napätie. Podľa [2] pri teplote nad 100 stupňov C treba predpokladať pokles priravného napätia na 60% hodnoty zistenej pri izbovej teplote. Teplota súčiastky by nemala prekročiť 100 stupňov C.

11.2.6 Quadrac (kvadrak)

Je výkonový integrovaný obvod, ktorý obsahuje diak a triak. Ak uvažíme, že ekvivalent diaku sú dve antiparalelné diody a triaku dva antiparalelné tyristory, obsahuje kvadrak 4 integrované súčiastky -

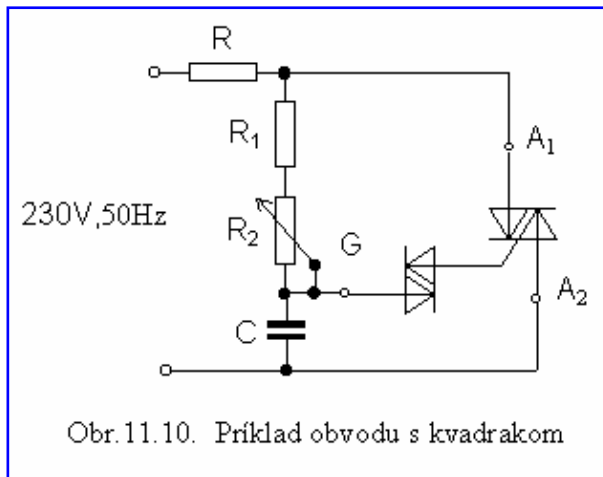


preto jeho pomenovanie **quadrac**. Na 3 vonkajšie vývody sú zapojené obidve výkonové elektródy A1 a A2 a jeden vývod diaku. Schematický znak na [obr.11.9](#) znázorňuje tento integrovaný obvod.

Kvadrak je súčiastka vhodná pre obvody riadenia spínania jednofázového striedavého prúdu. Vyrába sa pre jednofázové siete 230 V do 40A, podobne ako triak.

Príklad aplikácie kvadraka na riadenie výkonu v záťaži R v jednofázovom striedavom obvode je na [obr.11.10](#).

Prúd rezistorom záťaže R je spínaný výkonovou časťou kvadraku (A1, A2). Časovací obvod R1, R2, C zabezpečuje rôzne dlhé časové konštanty potrebné na to, aby napätie na C dosiahlo hodnotu, pri ktorej diak v kvadraku zapne prúd do riadiacej elektródy G výkonového triaku. Dĺžka doby nabitia C na U_{B0} diaka určuje časť každej polperiody, po ktorú bude kvadrak zapnutý.



Literatúra ku kapitole 11

- [1] DOBRUCKÝ, B., A KOL.: Výkonové polovodičové štruktúry, skriptá EF VŠDS Žilina, 1995
- [12] BURGER, I., HUDEC, L.: Elektronické prvky, ALFA Bratislava 1989

12 OPTOELEKTRONICKÉ SÚČIASTKY

Intenzívny vývoj a nasadzovanie systémov s optickými prenosovými médiami má opodstatnenie pre významné výhody, ktoré optoelektronické prenosové systémy prinášajú v telekomunikáciách, energetike, zabezpečovacej technike, v počítačových a riadiacich sieťach a v mnohých ďalších aplikáciách.

Výhody použitia optoelektronických systémov možno charakterizovať podľa [1] takto:

- malé tlmenie prenosového prostredia ,
- veľká šírka prenášaného pásma,
- necitlivosť na vonkajšie zdroje rušenia,
- nevyžarovanie energie do okolitého prostredia,
- malé rozmery a hmotnosť,
- elektrická izolácia medzi vysielateľom a prijímačom,
- perspektívne nízka cena optických prenosových systémov.

V tejto kapitole sa sústreďujeme na vysvetlenie princípov funkcie detektorov a generátorov optického žiarenia.

Nakoľko najdynamickejšie sa rozvíja **polovodičová optoelektronika**, ktorá umožňuje zlučiteľnosť s mikroelektronickými systémami, budeme venovať pozornosť polovodičovým optoelektronickým súčiastkam.

Vlastnosti optických vlákien, ktoré vytvárajú prenosové média sa vymykajú rozsahu tejto kapitoly a sú preberané v iných špecializovaných predmetoch.

12.1 Fyzikálne princípy polovodičových detektorov a zdrojov žiarenia

Podľa hypotézy M. Plancka zo začiatku 20. storočia sa svetlo šíri v určitých kvantách. Tieto kvantá sa nazývajú **fotóny** a ich energia E je:

$$E = h f, \quad (12.1)$$

kde: h je Planckova konštanta ($6,6256 \cdot 10^{-34}$ J.s),
 f je frekvencia žiarenia. (Hz)

Pri interakcii fotónov s polovodičovým materiálom je energia fotónov odovzdávaná nábojovým nosičom. V prípade, že je energia fotónov väčšia, než je šírka zakázaného pásu polovodiča ΔW , teda ak:

$$E > \Delta W \quad (12.2)$$

dochádza k excitácii elektrónov z valenčného do vodivostného pásu. Takto vznikajú páry elektrón - diera.

Spomínaný jav je základným princípom súčiastok, ktoré umožňujú detekciu žiarenia a jeho prevod na elektrický signál. Označujeme ho **vnútorný fotoelektrický jav**.

Najjednoduchší polovodičový fotodetektor je **fotodióda**. Je to dióda, ktorej PN prieschod sa skladá z vrstvy P^+ (silná akceptorová dotácia) a z vrstvy N (dotovaná donormi). Oblasť prieschodu P^+N musí mať kontakt priepustný pre osvetlenie, aby fotóny mohli prechádzať až do vyčerpanej oblasti P^+N prieschodu. S ohľadom na existenciu difúzneho elektrického poľa na P^+N prieschode, sú generované dvojice elektrón - diera rozdeľované; diery sú unášané na stranu záporných ionizovaných akceptorov a elektróny na stranu kladných ionizovaných donorov. Na dióde sa tak vytvorí v dôsledku prestupu nábojov **fotoelektrické napätie**, alebo v prípade zapojenia do elektrického obvodu tečie obodom **fotoelektrický prúd**.

Citlivosť fotodetektora sa dá podstatne zvýšiť rozšírením oblasti s nenulovou intenzitou elektrického poľa. Realizuje sa to **fotodiódou PIN**, ktorá má medzi oblasťou P^+ a N navyše nedotovanú (intrinzickú) vrstvu **I**.

Ku generácii párov elektrón - diera tak dochádza v oveľa širšej vrstve, než je PN priechod. Vyššiu citlivosť fotodetektora ako fotodióda PIN, má **lavínová fotodióda** (APD - Avalanche Photo Diode). Lavínová fotodióda obsahuje 4 polovodičové vrstvy. Dióda pracuje pri pomerne vysokom pracovnom napätí (dióda sa v detekčnom obvode pripája v nepriepustnom smere); intenzita elektrického poľa na priedochde P⁺N je dostatočná k tomu, aby mohlo nastať tzv. **lavínové násobenie vol'ných nosičov**.

Energiou fotónov vytvorené páry elektrón - diera získavajú vo vysokom elektrickom poli veľkú kinetickú energiu (W_{KIN}), ktorá je väčšia, ako energetická šírka zakázaného pásu. Urýchlení nábojoví nosiči generujú pri interakciách s inými časticami nové dvojice elektrón - diera. Tento jav sa lavínovito šíri v priestore polovodiča. Treba tiež poznamenať, že vysoká citlivosť lavínovej fotodiódy je na úkor jej teplotnej stability a šumových vlastností [3].

Polovodičové **zdroje žiarenia** sú založené na opačnom jave, ako jav sledovaný vo fotodetektoroch. Elektróny môžu prechádzať späť z vodivostného do valenčného pásu (rekombinácia elektrónu a diery) rôznymi spôsobmi. Ak sa rozdiel energie odovzdá vzniknutému fotónu, vzniká **žiarivá rekombinácia**. Energia, ktorú elektrón pri rekombinácii stráca, môže byť približne rovnako veľká, ako je šírka zakázaného pásu polovodiča. Treba poznamenať, že veľmi často elektrón rekombinuje bez vyžiarenia fotónu, stráca totiž svoju energiu postupne preskokmi na energetické hladiny v zakázanom páse (tzv. rekombinačné centrá). Táto energia sa premení na tepelné kmity kryštálovej mriežky, energia sa odovzdá **fonónom**.

Žiarivá rekombinácia je základom činnosti **luminiscenčných diód (LED - Light Emitting Diode)**. Dostatok nadbytočných nábojových nosičov je zabezpečovaný injekciou nosičov v priepustne orientovanom PN priedochde.

Takmer monochromatické a koherentné žiarenie generujú **lasery (LASER - Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation)**. Už z názvu vyplýva, že pracujú na princípe zosilnenia svetla pomocou stimulovanej emisie, čo je princíp iný, ako poznáme u luminiscenčných diód. Zatiaľ čo LED pracujú na princípe žiarivej rekombinácie spontánnou emisiou, je stimulovaná emisia v podstate žiarivá rekombinácia indukovaná už prítomným žiarením. Vzniknuté žiarenie má potom rovnakú vlnovú dĺžku i fázu ako žiarenie indukujúce.

Časť vzniknutého žiarenia sa pomocou polopriepustných zrkadlových plôch po stranách štruktúry odráža späť a slúži k ďalšej indukcii stimulovanej emisie.

Vznik laserového žiarenia v polovodičovej dióde je podmienený dostatočným množstvom nadbytočných nosičov (tzv. populačná inverzia). S tým súvisí významný parameter polovodičových laserov - **prahový prúd**. Prahový prúd je minimálna hodnota prúdu prechádzajúceho diódou v priepustnom smere, ktorá je nutná k naštartovaniu procesu stimulovanej emisie [3]. Princíp laserov bude vysvetlený v prednáškach z fyziky.

12.2 Fotodetektory

Fotodetektory pre optické prenosové systémy musia spĺňať podľa [1] nasledovné požiadavky:

- pre pripojenie na optické prenosové médium musia mať vhodné rozmery,
- vysoká citlivosť v pásmach vlnových dĺžok tzv. „útlmových okien“ optických vlnovodov,
- rýchla časová odozva (veľká šírka prenášaného pásma),
- malé šumy,
- vhodnosť pre priamy optický príjem (lineárna závislosť medzi výkonom optického žiarenia a prúdom fotodetektora,
- necitlivosť na teplotné zmeny, zmeny napájacích napätí a pod.

Fyzikálne princípy, ktoré umožňujú prevod optického žiarenia na elektrický prúd sú:

- **termický efekt** - využívaný napr. u bolometrov,
- **fotoelektrický efekt** - vhodný pre oznamovacia techniku pre svoju rýchlosť.

Fotoelektrický jav môžeme rozdeliť na :

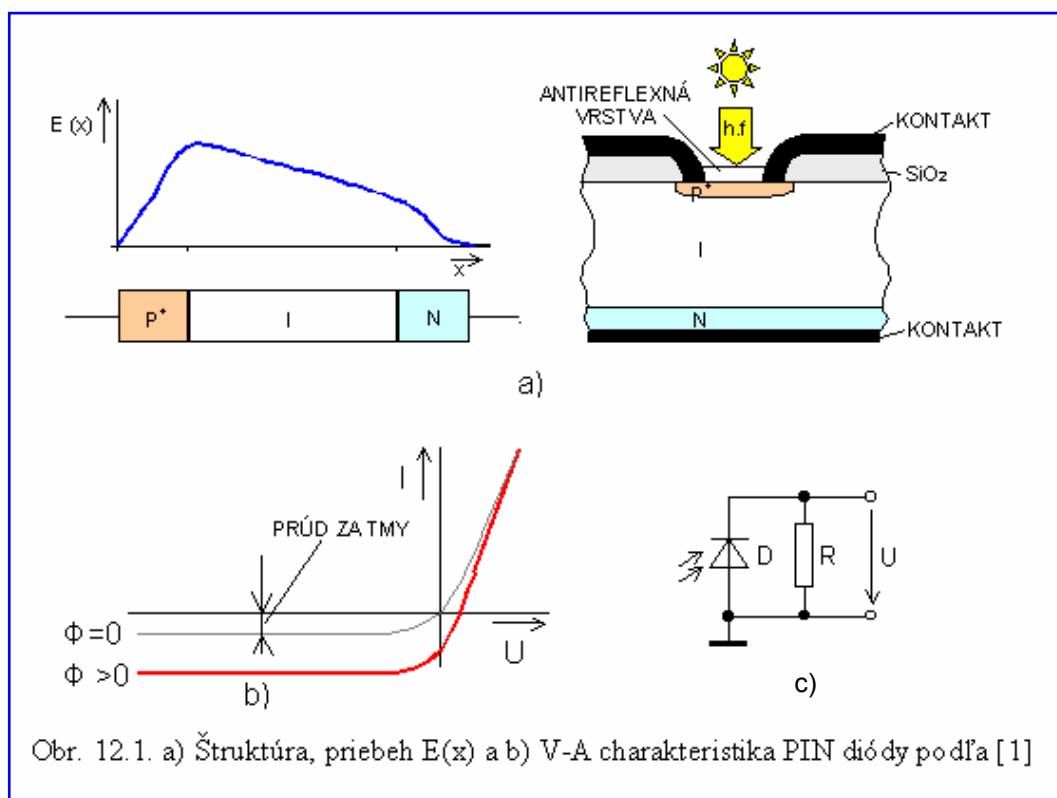
- **vonkajší fotoelektrický jav**, ktorý je typický pre fotoelektrickú emisiu elektrónov do vákuua. Využíva sa u vákuových emisných fotóniek, fotoelektrických násobičov a meničov obraz - signál a pod. Týmto javom sa v určenom rozsahu tejto kapitoly nebudeme zaoberať.

- **vnútorný fotoelektrický jav** sa využíva u polovodičových fotodetektorov a to u fotorezistorov, fotodiód, PIN diód, lavínových diód, fototranzistorov a fototyristorov. Princíp vnútorného fotoelektrického javu bol naznačený v bode 12.1.

Ako bolo uvedené v 12.1., podmienkou pre vznik páru elektrón - diera je, aby energia optického žiarenia $h \cdot f$ bola väčšia, ako je energetická šírka zakázaného pásu ΔW .

$$h \cdot f > \Delta W \quad (12.3)$$

čo je len prepis vzťahu (12.2).



Zo vzťahu (12.3) možno stanoviť medznú vlnovú dĺžku λ_{kr} , pri ktorej ešte môže vznikáť vnútorný fotoelektrický jav.

$$\lambda_{kr} \geq \frac{hc}{\Delta W} \quad (12.4)$$

Šírka zakázaného pásu ΔW jednotlivých materiálov teda určuje medzné vlnové dĺžky fotodiód. Prehľad materiálov je napr. v [1]. Na výrobu fotodiód pre súčasné aplikácie v aktuálnych vlnových dĺžkach sú najvhodnejšie GaAs a InGaAsP.

12.2.1 Druhy fotodetektorov

12.2.1.1. Fotorezistory

Fotovodivosť je založená na pôsobení vnútorného fotoelektrického javu (vznik dvojíc elektrón - diera ako dôsledok svetelného žiarenia vhodných vlnových dĺžok).

$$\gamma_f = B\Phi^x, \quad (12.5)$$

kde:	γ_f	- fotovodivosť
	B	- materiálová konštanta
	Φ	- intenzita žiarenia
	x	- exponent v intervale $1 > x > 0$

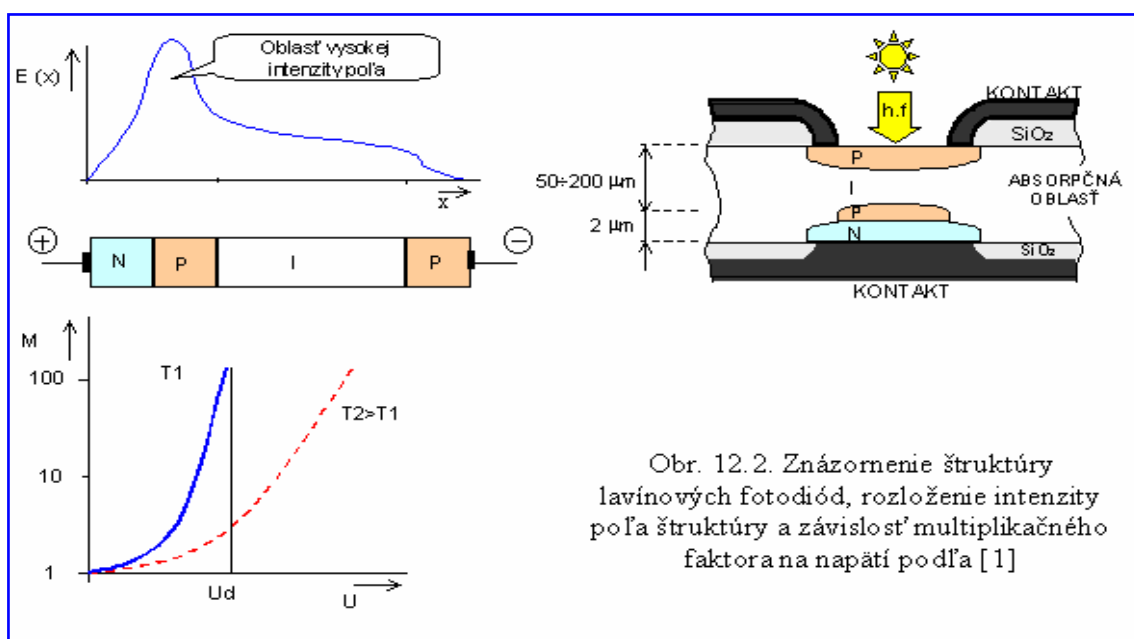
Pre časové oneskorenie zmeny odporu po osvetlení nie sú fotorezistory vhodné pre detekciu rýchlejších optických signálov. Voľbou materiálu je možné ovplyvniť ich spektrálnu citlivosť. Bližšie informácie o fotorezistoroch jemožno získať napríklad v [4].

12.2.1.2. Fotodiódy PIN

Najväčší význam pre detekciu optických signálov má fotodióda PIN. Štruktúra, rozloženie elektrického poľa pozdĺž štruktúry $E(x)$ a V-A charakteristika sú na obr. 12.1. dióda PIN môže pracovať vo fotovoltaiickom (4. kvadrant V-A charakteristiky) alebo vo fotovodivostnom režime (3. kvadrant V-A charakteristiky, prikladá sa externé elektrické napätie). Zapojenie PIN diódy so zaťažovacím odporom je na obr. 12.1.c. Ak je napr. difúzna kapacita diódy $C = 4 \text{ pF}$ a $R = 50 \text{ } \Omega$, je časová konštanta $\tau = RC_d = 0,2 \text{ ns}$.

12.2.1.3. Lavínová fotodióda

V lavínových fotodiódach pristupuje k excitácii voľných elektrónovo dierových párov proces **multiplikácie** voľných nosičov na základe nárazovej ionizácie v silnom elektrickom poli. Násobenie



nosičov je analógiou sekundárnej emisie u fotonásobičov. Rozloženie $E(x)$ pozdĺž štruktúry, princíp štruktúry a závislosť multiplikačného faktora M na pripojenom napätí U je na obr. 12.2.

12.2.1.4. Fototranzistor

Fototranzistor má štruktúru podobnú ako bipolárny tranzistor. Prúd kolektora vzniká následkom ožiarenia emitorového priechodu v oblasti bázy. V činnosti tranzistora sa uplatňuje tranzistorový jav (fototranzistor preto nemá obvykle vyvedený básový vývod). Reakcia na svetelný signál sa pohybuje rádovo v jednotkách až desiatkach mikrosekúnd. Fototranzistor v porovnaní s fotodiódou má pomalšiu reakciu na zmenu svetelného toku. Podrobnosti o fototranzistore sú uvedené napr. v [5].

12.3 Polovodičové generátory optického žiarenia

Vhodnosť polovodičových generátorov žiarenia možno podľa [1] charakterizovať takto:

- vlnová dĺžka optického žiarenia, generovaná polovodičovými generátormi musí byť v pásme minimálneho tlmenia optických vlnovodov,
- rozmery výstupných plôch generátorov musia byť porovnateľné s rozmermi optických vlákien - to umožňuje dobré napojenie optických vlnovodov,
- vyžarovaný výkon možno jednoducho modulovať zmenou injekčného prúdu,

- sú kompatibilné s integrovanou optikou,
- pracujú pri normálnej izbovej teplote,
- sú mechanicky veľmi stabilné.

Princíp funkcie generátorov optického žiarenia bol naznačený v časti 12.1.

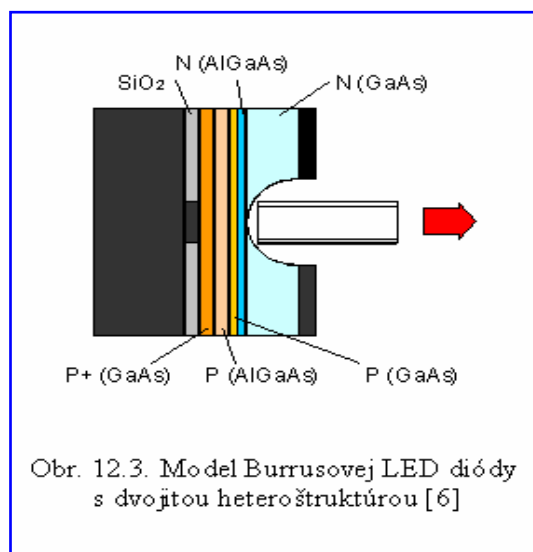
12.3.1 Druhy generátorov optického žiarenia

12.3.1.1. Luminiscenčné diódy

Luminiscenčné diódy (LED) sú zdrojom nekoherentného žiarenia. LED s jednoduchým PN priechodom vyžarujú všetkými smermi, čo je pre využitie vo vláknovej optike značná nevýhoda. Pre zlepšenie účinnosti sa konštruujú diódy na báze heteroštruktúr (napr. dvojitou heteroštruktúrou).

Nakoľko LED majú širokú spektrálnu čiaru žiarenia a nekoherentné širokouhlové vyžarovanie sú použiteľné tam, kde nemáme príliš vysoké požiadavky na rýchlosť prenosu informácií a prenášanú šírku pásma. Modulačná šírka pásma je rádovo 700 - 800 MHz.

Príklad štruktúry LED s dvojitou heteroštruktúrou čelne emitujúcou žiarenie je na [obr. 12.3](#). Optické vlákno prechádza guľatým otvorom a je priložené čelným koncom na aktívnu oblasť diódy. Podľa vynálezcu označuje sa táto dióda Burrusova LED.



Obr. 12.3. Model Burrusovej LED diódy s dvojitou heteroštruktúrou [6]

12.3.1.1. Polovodičové lasery

Základné informácie o činnosti polovodičových laserov boli uvedené v časti 12.1. Laser má podľa [1] dve základné štruktúry:

- zosilňovač optickej vlny,
- slučku spätnej väzby v tvare rezonátora.

Vznik a zosilnenie optického vlnenia sa v laseroch realizuje indukovaným vyžarením fotónu pri rekombinácii na PN priechode.

V polovodičových laseroch vzniká indukované žiarenie PN priechode na základe spontánneho žiarenia.

Rezonátor (Fabry - Perotov) je vytvorený pomocou plochých zrkadiel, umiestnených paralelne vedľa seba. Možno dokázať [1], že v tomto rezonátore môžu vznikať len vlny s frekvenciou, závislou okrem iného na vzdialenosti zrkadiel.

Proces vyžarovania v polovodičovom laseri možno naznačiť takto:

V dôsledku rekombinácie nosičov vzniká spontánna emisia na PN priechode.

Pri takej veľkosti injekčného prúdu, že väčší počet nosičov je vo vodivostnom páse (oproti počtu vo valenčnom páse) nastáva **inverzia** a sú splnené podmienky pre **stimulovanú emisiu**, pri ktorej sú vytvorené fotóny s identickými vlastnosťami (energiou, fázovou polohou, polarizáciou); vzniká teda **zosilnenie**.

Spätaná väzba žiarenia sa vytvorí v optickom rezonátore (straty v rezonátore musia byť menšie, ako zosilnenie v dôsledku stimulovanej emisie). Za týchto okolností možno odobrať optické žiarenie z čiastočne priepustného zrkadla.

Pomocou spätnej väzby sa vytvára nekonečné množstvo diskretných stojatých vln (základná a vyššie harmonické), avšak len pre veľmi malý počet z nich je zosilnenie väčšie, ako tlenie. „Selektívna“ spätaná väzba zabezpečuje, že šírka pásma, vyžarovaného polovodičovým laserom je podstatne menšia ako u LED diód.

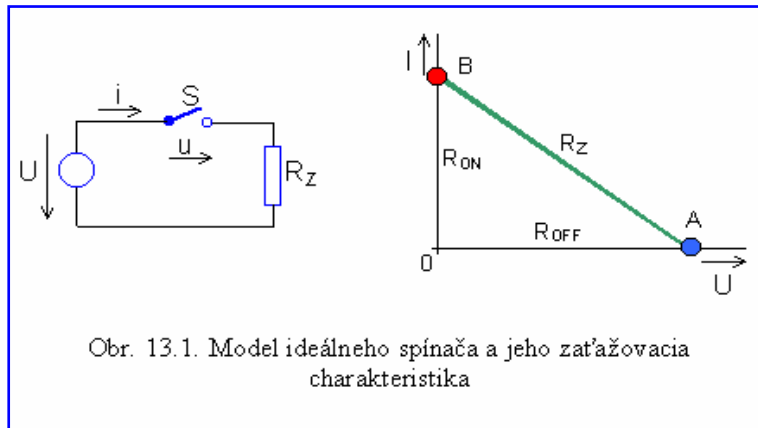
Podobne ako v LED diódach aj v polovodičových laseroch sa dáva prednosť heteroštruktúram.

Literatúra ku kapitole 12

- [1] DADO, M.: Optoelektronika v telekomunikáciach, Skripta VŠDS , ALFA Bratislava,1988
- [2] MIŠEK, J.,KUČERA, L., KORTÁN, J.: Polovodičové zdroje optického záření, SNTL Praha, 1988
- [3] VOVES, J., KODEŠ, J.: Elektronické součástky nové generace, Grada Publishing, 1995
- [4] TESLA LANŠKROUN, ZÁVOD BLATNÁ: Katalógový list „Fotoodpory CdS“
- [5] BURGER, I., Hudec, L.: Elektronické prvky, ALFA Bratislava 1989
- [6] GLASER, W.: Úvod do techniky světlovodu, SNTL Praha, 1984

13 TRANZISTOROVÉ SPÍNAČE

13.1 Ideálny a reálny spínač



Pri návrhu spínacieho obvodu, v ktorom funkciu spínača vykonáva tranzistor, je snaha priblížiť vlastnosti spínacieho prvku vlastnostiam ideálneho spínača. Ideálny spínač má v rozpojenom stave nekonečne veľký odpor R_{OFF} a v zapnutom stave nulový odpor R_{ON} . Model ideálneho spínača S a jeho statická charakteristika sú na [obr.13.1](#).

Je zrejmé, že **ideálny** spínač predstavuje bezstratový prvok, nakoľko v zopnutom alebo rozopnutom stave:

$$P = u \cdot i = 0 \quad (13.1)$$

Na záťaži R_Z je pri zopnutom spínači S výkon:

$$P_R = \frac{U^2}{R_Z} = I^2 \cdot R_Z \quad (13.2)$$

Vlastnostiam ideálneho spínača sa najviac blíži mechanický spínač. Nevyhovuje nám však jeho nízka rýchlosť prepínania a malá spoľahlivosť. V tranzistorových spínačoch je snaha, aby vo vypnutom stave vykazoval tranzistor čo najväčší odpor a v zapnutom stave odpor čo najmenší.

Aj keď tranzistor ako spínač môže byť zapojený v zapojení SB, SC a SE, je najčastejšie používaným zapojením tranzistorového spínača zapojenie SE, zriedkavejšie SC. Na [obr.13.2](#) je zapojenie spínača s NPN tranzistorom v zapojení SE, jeho statické charakteristiky a náhradná schéma tohto obvodu.

Pri rozpojenom spínači, obvodom prechádza prúd I_{OFF} a na spínači je napätí U_{OFF} ; ak je spínač zapnutý, prechádza ním prúd I_{ON} a úbytok napätia na ňom je U_{ON} .

Stratový výkon $P_s = U_{ON} \cdot I_{ON}$ a spínaný výkon $P_{RZ} = (U_N - U_{ON}) \cdot I_{ON}$

Pre splnenie požiadavky, aby spínač pracoval s vysokou účinnosťou, musí byť $P_s \ll P_{RZ}$ a $R_{ON} \ll R_Z \ll R_{OFF}$.

13.2 Bipolárny tranzistor v zapojení SE ako spínač

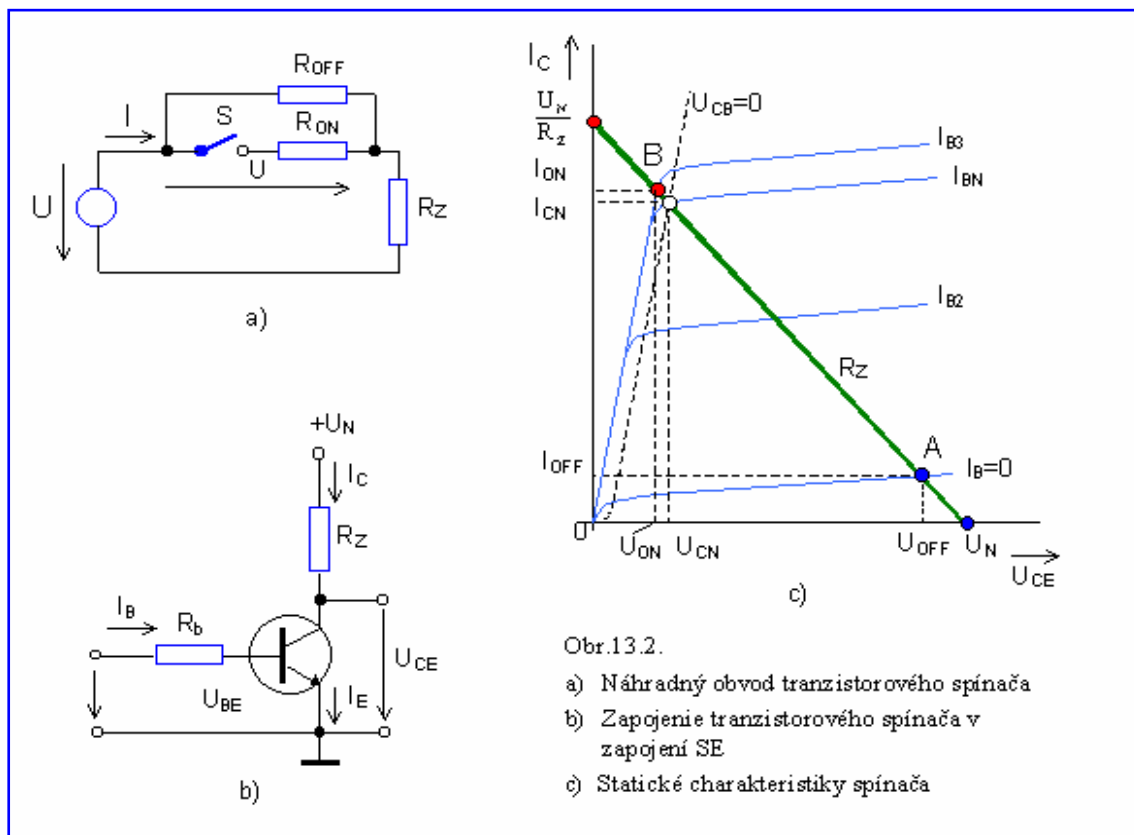
Už z [obr.13.2 b](#) a [13.2 c](#) je zrejmé, že tranzistor ako spínač v zapojení SE má nasledovné pracovné oblasti:

- **Oblasť nevodivú** (oba PN priedochy tranzistora sú nepriepustne orientované). Táto oblasť je vymedzená bázovým prúdom $I_B = 0$ (pri ktorom $I_C = I_{OFF} = I_{CE0}$) a osou U_{CE} .
- **Oblasť aktívna** (emitorový priedochod je otvorený, kolektorový priedochod je zatvorený). V tejto oblasti má tranzistor dostatočne veľké prúdové zosilnenie. Prúdový zosilňovací činiteľ na medzi nasýtenia sa určí:

$$B_N(U_{CB=0}) = B_N = \frac{I_{CN}}{I_{BN}} \quad (13.3)$$

- **Oblasť nasýtenia** (Oba priedochody tranzistora sú orientované v priepustnom smere). Táto oblasť je ohraničená nulovým napätím medzi kolektorom a bázou a krivkou plnej saturácie, kde $U_{CB} < 0$. Bázový prúd I_B je väčší ako je bázový prúd na medzi nasýtenia I_{BN} . (Činiteľ presýtenia $S = I_B /$

I_{BN}). Medzi kolektorom a emitorom je minimálne napätie. Je zrejmé, že v oblasti nasýtenia tečie do bázy prúd zo zdroja budenia i z kolektora (kolektorový príchod je priepustne orientovaný).



13.3 Statické vlastnosti spínacích tranzistorov

Pre statický návrh spínača musia byť známe tie parametre spínacieho tranzistora, ktoré popisujú jeho vlastnosti v oblasti zvyškových prúdov a v oblasti saturácie, prípadne na medzi nasýtenia. Dôležité sú tiež medzné hodnoty napätí na príchodoch a medzné hodnoty prúdov v jednotlivých elektródach.

Spínacie tranzistory sú vyvinuté na optimálne vlastnosti v spínacích obvodoch (minimálne U_{CE} pri saturácii, malý odpor bázy atď.).

Pri aplikácii kremíkových tranzistorov je vplyv parametrov v oblasti zvyškových prúdov malý. Významný vplyv na vlastnosti spínača však majú v oblasti saturácie. Medza saturácie je definovaná vzťahom $U_{CB} = 0$ a za medzou saturácie pre NPN tranzistor $U_{CB} < 0$, takže kolektorový PN príchod je orientovaný v priepustnom smere.

Na **medzi saturácie** ($U_{CB} = 0$) sú pri spínaní dôležité:

jednosmerný prúdový zosilňovací činiteľ B_S , určený nasledovne:

$$B_S = \frac{I_C}{I_B} (U_{CB} = 0) \quad (13.4)$$

Napätie emitor - báza U_{BE} pri určenom prúde I_E a $U_{CB} = 0$

Saturačné kolektorové napätie U_{CES} pri danom I_{CS} a I_{BS} , pričom

$$\frac{I_{CS}}{I_{BS}} = B_F < B_S \quad (13.5)$$

kde prúdový zosilňovací činiteľ B_F má menšiu hodnotu, ako B_S , pokiaľ je prekročená medza saturácie.

Veľkosť B_S možno merať, alebo zistiť z kolektorových charakteristík ako to znázorňuje obr.13.3.

Všeobecne môže tranzistor spínať odporovú, induktívnu alebo kapacitnú záťaž.

Ďalej naznačíme postup pri návrhu spínača, v ktorom nezáleží na rýchlosti spínania ani na oneskorení výstupného signálu, oproti signálu vstupnému. Pre také zadanie stačí **statický** návrh spínača. Budeme uvažovať odporovú záťaž

Spínací obvod sa málo líši od zosilňovača v zapojení SE. Rozdiel vyplýva z výstupných charakteristík (obr.13.3), v ktorých sú 3 charakteristické oblasti.

Pracovný bod sa pohybuje po zaťažovacej charakteristike odporovej záťaže R_Z z bodu A do B a naopak.

V bode A je tranzistor nevodivý. Tento stav odpovedá nasledovným hodnotám obvodových veličín:

$$u_1 = U^0 = 0, \quad i_B = 0, \quad i_E = 0, \quad u_{CE} = U_N, \quad (13.6)$$

kde U^0 definuje nízku hladinu napätia ovládajúceho spínač.

Ak vstupné napätie u_1 zmení hodnotu na:

$$u_1 = U^1 = i_{B1} \cdot R_b \quad (13.7)$$

kde U^1 definuje vysokú hladinu napätia ovládajúceho spínač. Podľa obr.13.3 a 13.4 prechádza tranzistor do pracovného bodu B, je v nasýtenom stave. Príslušné napätia a prúdy budú:

$$u_1 = i_{B1} \cdot R_b.$$

Aby bol tranzistor na medzi nasýtenia, musí $U_{CB} = 0$ a $U_{BE} = U_{CE}$. Činiteľ presýtenia $S = 1$.

Kolektorový prúd v tomto režime tranzistor bude:

$$i_C = I_{CN} = (U^1 / R_b) B_S = I_{BN} \cdot B_S = U_N / R_Z \quad (13.9)$$

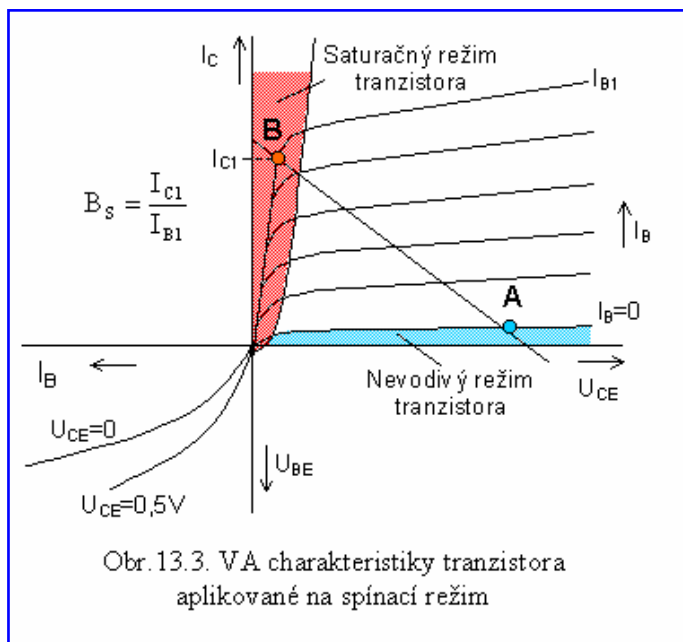
a po prekročení medze nasýtenia musí platiť:

$$U^1 \cdot B_S / R_b > U_N / R_Z \quad (13.10)$$

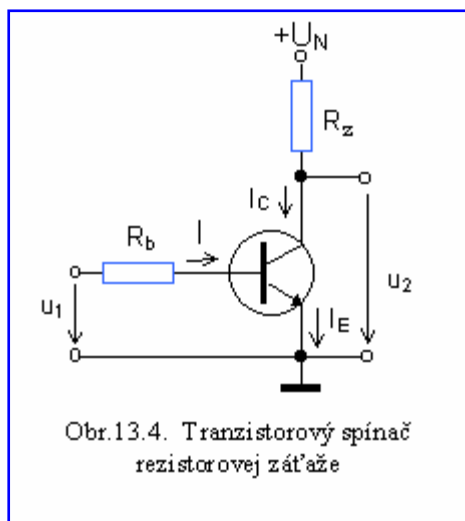
a ak $U^1 = U_N$, možno z (13.10) vypočítať, že:

$$R_b < B_S R_Z \quad (13.11)$$

Rozptyl tolerancií parametrov jednotlivých tranzistorov znemožňuje návrh obvodov presne na medzu saturácie. Obvykle sa volí vždy určité presýtenie, ktoré však prináša zhoršenie dynamických vlastností



Obr.13.3. VA charakteristiky tranzistora aplikované na spínací režim

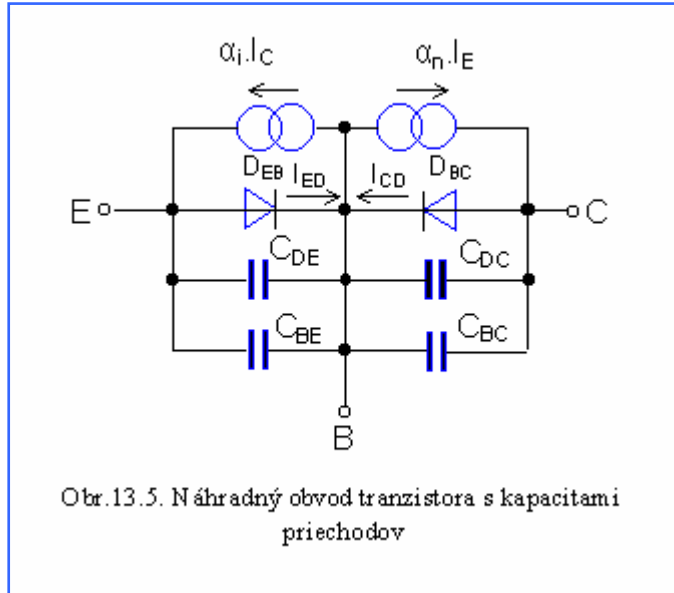


Obr.13.4. Tranzistorový spínač rezistorovej záťaže

spínača. Ďalej sú uvedené riešenia, ktoré zaručia, aby sa tranzistor nedostal do stavu presýtenia, napätie na kolektore nesmie poklesnúť pod hodnotu bázového napätia ($U_{BE} < U_{CE}$).

13.4 Dynamické vlastnosti spínačov

Schopnosť tranzistorového spínača **rýchlo** prechádzať z nevodivého stavu (bod A v [obr.13.3](#)) do nasýteného stavu (bod B) a naopak je určená **dynamickými** vlastnosťami spínača.



Obr.13.5. Náhradný obvod tranzistora s kapacitami priedochodov

Obidva PN priedochody spínacieho tranzistora sa pri rýchlych spínaní a rozpínaní chovajú ako paralelné RC obvody. Kapacity PN priedochodov možno rozdeliť na difúzne a barierové. Na nepriepustne orientovanom PN priedechode sa uplatňuje **barierová** kapacita

$$C_B = Q_B / U,$$

kde Q_B je priestorový náboj v oblasti priedechodu, ktorý vytvárajú majoritní nábojoví nosiči a U je záverné napätie na priedechode. V priepustne orientovanom PN priedechode sa uplatňuje **difúzna** kapacita. Jej veľkosť

$$C_D = Q_D / U,$$

kde Q_D je difúzny náboj minoritných nosičov, difundujúcich cez priedechod, U je

napätie na priedechode. Náhradný obvod je na [obr.13.5](#); je to Ebers-Mollov náhradný obvod tranzistora ([obr.3.4](#)) doplnený o barierové (CB) a difúzne kapacity (CD) na obidvoch PN priedochodov.

Nelineárne odpory diód D_{EB} a D_{BC} si možno predstaviť aj ako odpory zapojené paralelne ku kapacitám. Prúdový zdroj riadený prúdom v **inverznom** režime tranzistora je popísaný $\alpha_i \cdot I_C$, prúdový zdroj riadený prúdom v **normálnom** režime je popísaný $\alpha_n \cdot I_E$.

Všetky prvky v tomto náhradnom zapojení sú závislé na prúdoch a napätiach tranzistora.

Zatiaľ čo z hľadiska statických vlastností nebola aktívna oblasť zvlášť významná (oproti nevodivej oblasti a oblasti nasýtenia), je z hľadiska dynamických vlastností aktívna oblasť mimoriadne významná; pracovný bod musí touto oblasťou prechádzať v čo najkratšom možnom čase.

Podľa polarít pripojených napätí sa mení vodivosť diód v náhradnej schéme na [obr.13.5](#). Polarita pripojeného napätia je rozhodujúca pre to, ktoré prvky náhradného obvodu budú mať význam a ktoré budú zanedbateľné.

Ak predpokladáme tranzistor NPN ako spínač s odporovou záťažou a na jeho vstup privedieme kladný obdĺžnikový impulz, musíme brať do úvahy, že s ohľadom na [obr.13.5](#) z hľadiska dynamických vlastností prechod zo stavu uzavretia do stavu nasýtenia a naopak neprebíha skokovo zmenou [1].

Vplyv medzielektrodoých kapacít a odporov PN priedochodov ako aj vplyvy minoritných nosičov v báze pri nasýtení, obmedzujú rýchlosť spínania a rozpínania. Uplatňujú sa prechodové javy, ktorých vlastnosti (hlavne dĺžka) závisia od vlastností tranzistora. Dynamické prevádzkové vlastnosti ilustruje [obr.13.6](#).

Dynamické vlastnosti tranzistorového spínača sú charakterizované časom zapnutia t_{ON} a časom vypnutia t_{OFF} .

Z [obr.13.6](#) je zrejмый čas medzi skokovou zmenou u_1 v okamihu t_1 a dosiahnutím napäťovej úrovne $u_2 = 0,1U_N$ na výstupe - je to **čas zapnutia tranzistora t_{ON}** .

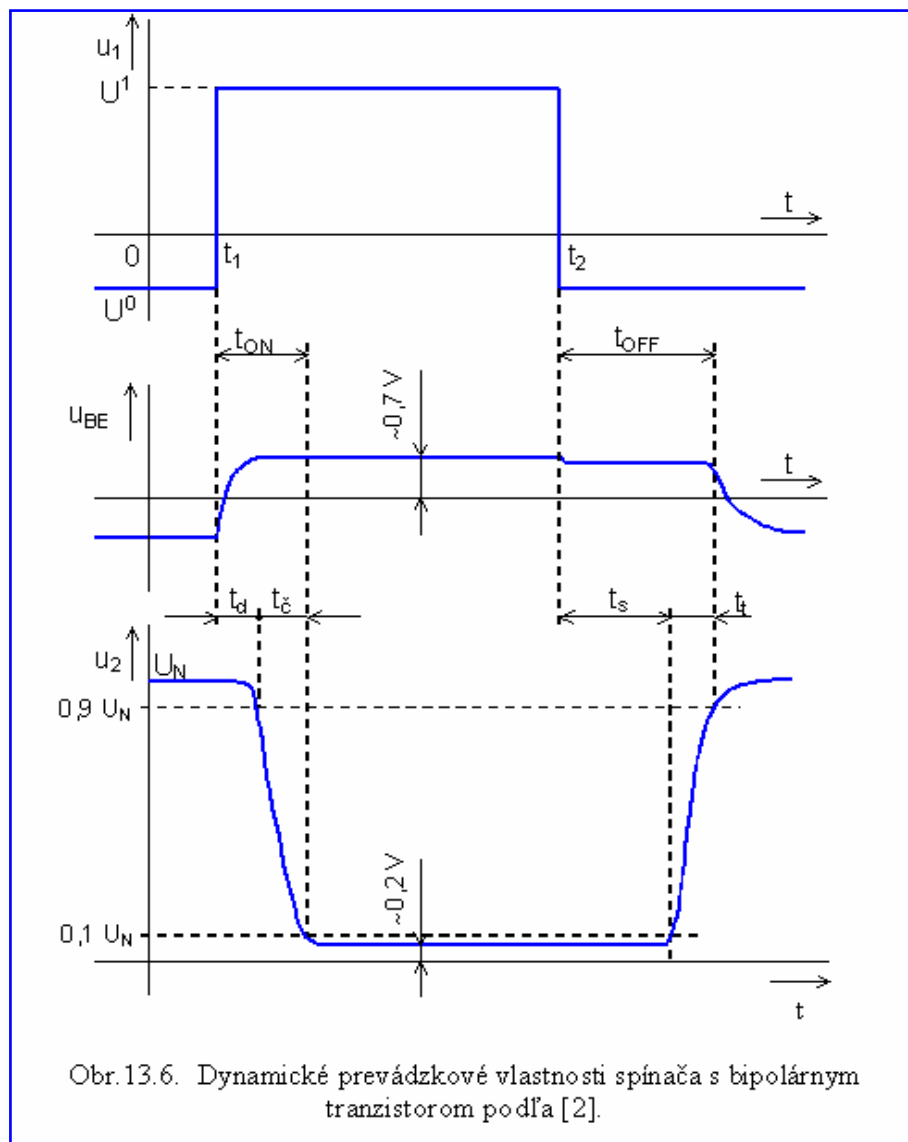
Tento interval má dva intervaly:

t_d - je **interval oneskorenie pri zapnutí tranzistora**. Je to pokles $u_2(t)$ z hodnoty U_N na $0,9U_N$. V tomto intervale prechádza emitorový priedchod do vodivého stavu.

t_c - je **interval odozvy čela** na výstupe. Je spôsobený presunom pracovného bodu z A do B. Tento interval sa dá zmenšiť zväčšením bázevého prúdu I_B .

Čas vypnutia tranzistoru t_{off} je doba od okamihu t_2 (prechod u_1 do úrovne U^0) po návrat odozvy na úroveň $u_2 = 0,9U_N$. Táto doba sa skladá z dvoch intervalov:

t_s - **presah impulzu** (interval zotavenia tranzistora) kedy je odčerpávaný voľný náboj v báze tranzistora viazaný na saturáciu. Táto redukcia nazhromaždeného náboja trvá dovtedy, pokiaľ sa pracovný bod tranzistora nedostane na rozhranie medzi saturáciou a aktívnou oblasťou. V tomto období u_2 vzrastie z u_{CEsat} (cca $0,2V$) na hodnotu $0,1U_N$. Interval t_s je určený vysokofrekvenčnými vlastnosťami tranzistora. Čím väčšie je presýtenie tranzistora I_B v saturácii, tým dlhší je t_s .



t_r - je **interval tylu odozvy** v ktorej sa pracovný bod presúva z aktívnej oblasti do nevodivého režimu. Napätie $u_2(t)$ sa pritom mení z $0,1U_N$ na $0,9U_N$.

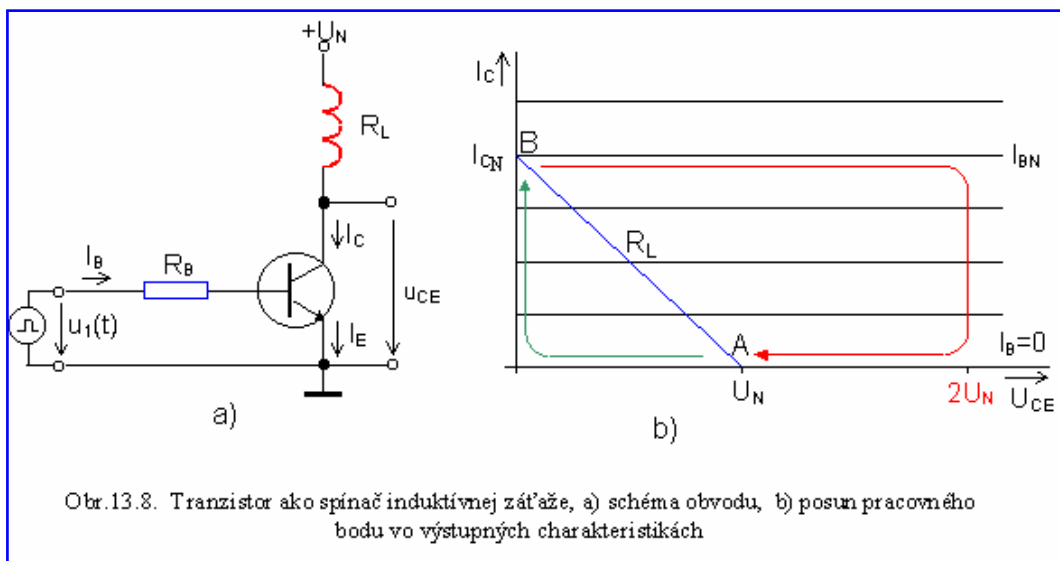
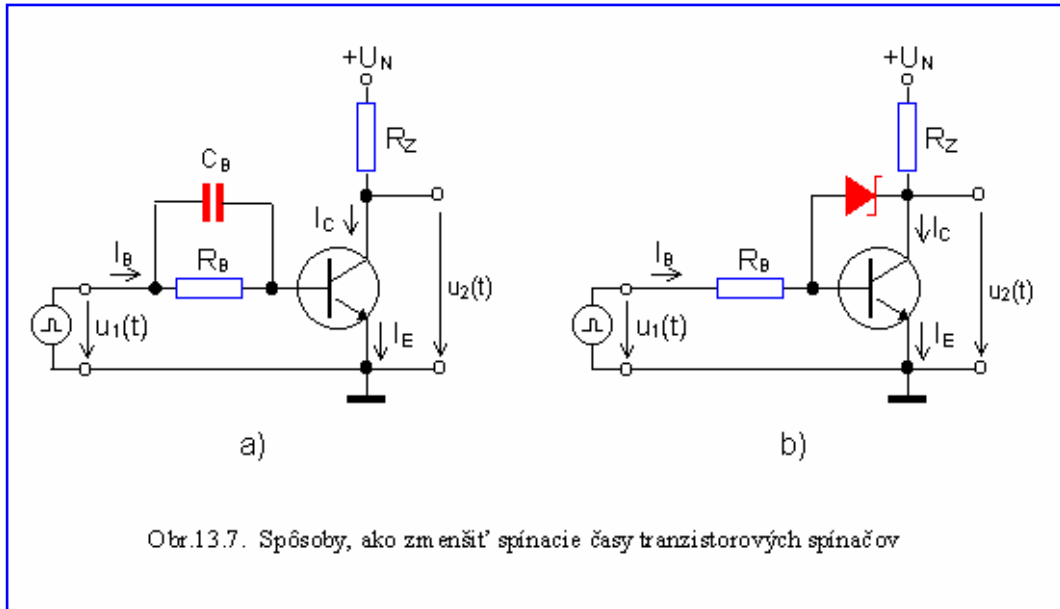
13.5 Metódy zrýchlenia spínacích intervalov

Z predchádzajúceho vyplýva, že v spínacom obvode s tranzistorom, ktorý pracuje v oblasti veľkej saturácie nastane síce rýchle zapnutie tranzistora, ale je pomalé vypnutie. Zlepšenie

dynamických vlastností nastane, ak spínací tranzistor nebude v plnej saturácii, ale ak $u_{CE}=0,7 \div 0,4V$ (o niekoľko desiatín voltu viac, ako je u_{CESAT}).

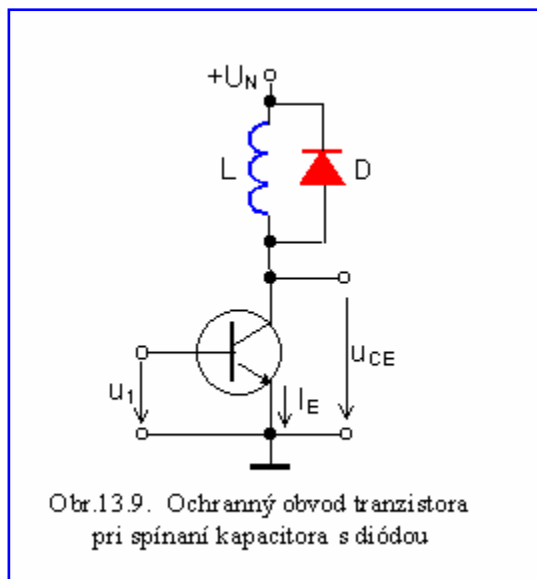
Jednou z možností je obvodová úprava na [obr.13.7 a](#).

Kapacitor C_B na obr.13.7 a má dvojaký účinok:



- pri zapnutí spínača napätím $u_1(t)$ sa I_B krátkodobo zvýši o nabíjaci prúd kapacitora C_B . Nastáva spínanie do hlbkej saturácie, t_{ON} je krátka,
- pri vypnutí spínača pôsobí kapacitor C_B pri rýchlejšom odvedení náboja z bázy.

Na [obr.13.7 b](#) je použitá Schottkyho dióda pre zabránenie otvorenia do plnej saturácie. Táto dióda potrebuje k svojej vodivosti v priepustnom smere len $0,3V$ a je dostatočne rýchla. Dióda sa otvorí pri poklese $u_2(t)$ na $0,4V$, takže tranzistor pracuje len v miernej saturácii. Tým sa zníži t_s . Toto zapojenie sa používa v TTL logických obvodoch na urýchlenie spínacích procesov.



Na induktore je napätie U_N .

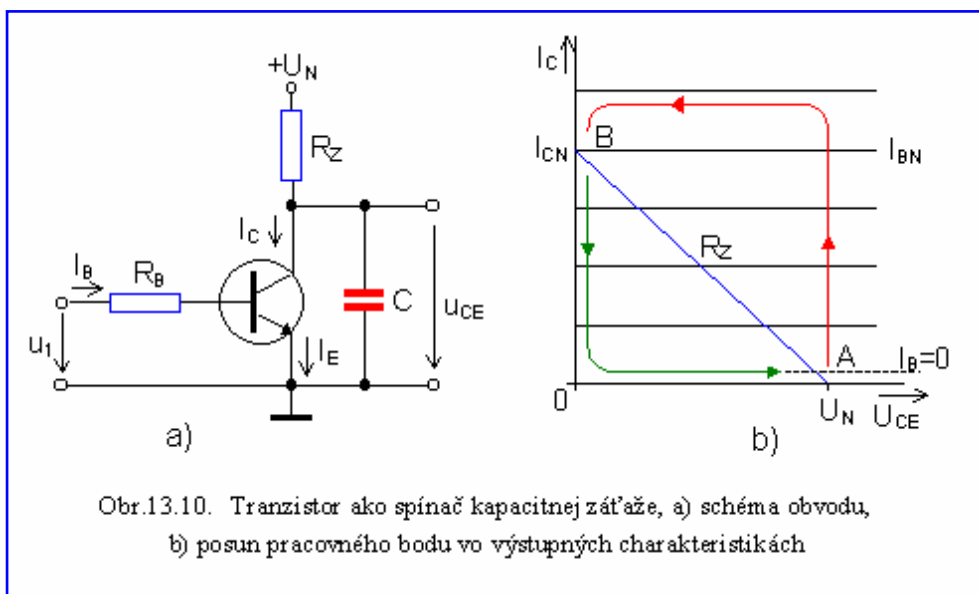
Po ukončení budiaceho impulzu sa pracovný bod presúva do bodu A po vyznačenej dráhe. Veľmi dôležité je to, že v okamihu prechodu tranzistora z vodivého do nevodivého stavu sa krátkodobo objaví na induktore samoindukčné napätie opačnej polarity o veľkosti U_N . V tomto okamihu teda pôsobí medzi kolektorom a emitorom **súčet** napätí na induktore a U_N , čo môže prekročiť maximálne dovolené napätie U_{CE} .

13.6 Bipolárny tranzistor ako spínač indukčnej záťaže

Na [obr.13.8](#) a je schéma tranzistorového spínača, ktorý spína indukčnú záťaž. Induktor L , zapojený ako záťaž, má činný odpor R_L . V ustálenom stave je poloha pracovného bodu určená zaťažovacou charakteristikou podľa [obr.13.8 b\)](#) v sieti idealizovaných výstupných charakteristik.

V nevodivom stave je pracovný bod v polohe A ($I_C = 0$, $U_{CE} = U_N$). Na induktore je nulové napätie. Vstupný signál má snahu premiestniť pracovný bod do bodu B, avšak indukčnosť záťaže obmedzuje v obvode vzrastajúci prúd, takže pracovný bod prejde naznačenou dráhou a nie zaťažovacou charakteristikou (spôsobí to fázový posun medzi napätím a prúdom).

Po dosiahnutí pracovného bodu B preteká tranzistorom kolektorový prúd I_{CN} a U_{CE} sa blíži nule.



Vypínanie spínača s indukčnou záťažou je preto vždy spojené s ohrozením tranzistora prekročením medzného napätia U_{CEM} .

Nepriaznivý vplyv samoindukčného napätia možno podstatne znížiť ochrannou diódou zapojenou podľa [obr.13.9](#).

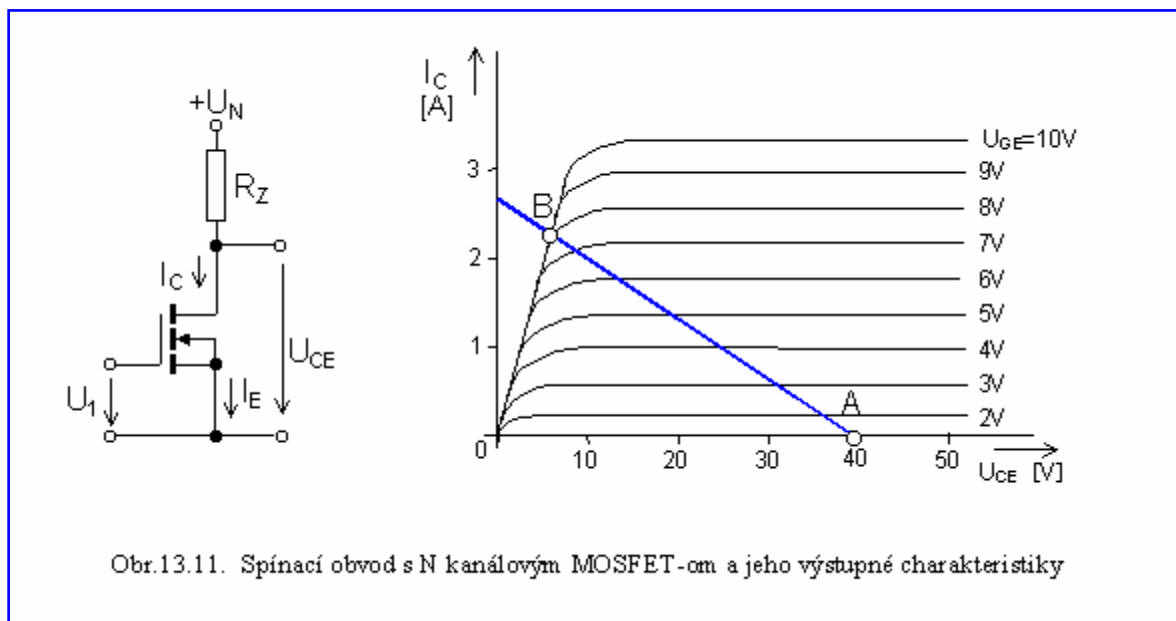
13.7 Bipolárny tranzistor ako spínač kapacitnej záťaže

Zapojenie tranzistorového spínača s kapacitnou záťažou je na [obr.13.10a](#). Kapacitor C môžu predstavovať aj parazitné kapacity nasledujúceho obvodu a pod. Pohyb pracovného bodu pri spínaní a vypínaní je na [obr.13.10 b\)](#).

Uvažujme zapnutý tranzistor, pracovný bod je v bode B a na výstupe je na kapacitore C minimálne napätie.

V okamihu, kedy budiaci prúd bázy klesá na nulu, musí sa pracovný bod premiestniť na bazový prúd $I_B=0$. Nakoľko ale kapacitor C sa pomaly nabíja, prechádza pracovný bod naznačenou dráhou. So vzrastajúcim časom sa premiestni do bodu A. Nabíjanie kapacitora prebieha s časovou konštantou $R_Z \cdot C$ smerom k napätiu $U_N - R_Z I_{CEO}$.

Ak je pracovný bod v bode A a nastane skokové zvýšenie budiaceho prúdu I_B , premiestni sa pracovný bod do B (I_{BMAX}) pri zachovaní pôvodného napätia U_N , na ktoré je C nabitý. Pokiaľ napätie na záťaži neklesne k ohybu charakteristiky správa sa tranzistor ako zdroj prúdu. Prechodný jav prebieha opäť s časovou konštantou $R_Z \cdot C$. Až v blízkosti nasýtenia nastane obmedzenie prúdu na



veľkosť $I_{CN} = U_N / R_Z$.

Pri prebudení kapacitne zaťaženeho spínača možno urýchliť odozvu pri spínaní, ale pri vypínaní urýchlenie nie je možné.

13.8 Spínače s unipolárnymi tranzistormi

Ako spínač môže byť použitý JFET s N alebo P kanálom aj IGFET s N i P kanálom. Obvodové riešenie sa nelíši podstatne od obvodov s bipolárnymi tranzistormi.

V detailoch však je treba uvážiť, že unipolárne tranzistory sú ovládané napätím (bezprúdovo) a po zapnutí sú charakterizované svojim výstupným odporom R_{ON} , zatiaľ čo bipolárne tranzistory svojim saturačným napätím U_{CESAT} .

S ohľadom na väčšiu pohyblivosť elektrónov sa pre rýchle spínače volia unipolárne tranzistory s kanálom N. Aby nebolo nutné vypínať tranzistory pomocným napätím na riadiacu elektródu, sú pre spínacie obvody vhodnejšie obohacované tranzistory. Schéma spínacieho obvodu s unipolárnym tranzistorom je na [obr.13.11](#).

Pri $u_1 = u_{GE} < U_T$ je tranzistor zatvorený, pre $u_{GE} > U_T$ tranzistor spína (U_T je prahové napätie).

Na získanie čo najnižšej hodnoty u_2 pri zopnutí, musí byť hodnota R_Z veľká (I_C je malý), na dosiahnutie čo najnižšej hodnoty R_{ON} musí byť veľké riadiace napätie u_1 .

13.9 Dovoľené pracovné oblasti spínacích tranzistorov

Napät'ové, prúdové alebo výkonové preťaženie spínacích tranzistorov môže viesť k ich zničeniu. Pre spoľahlivú činnosť spínacích tranzistorov je nutné zabezpečiť, aby nedošlo k prekročeniu hraníc **dovoľených pracovných oblastí** (tzv. SOAR - Safe Operating Area). Tieto dovoľené oblasti možno

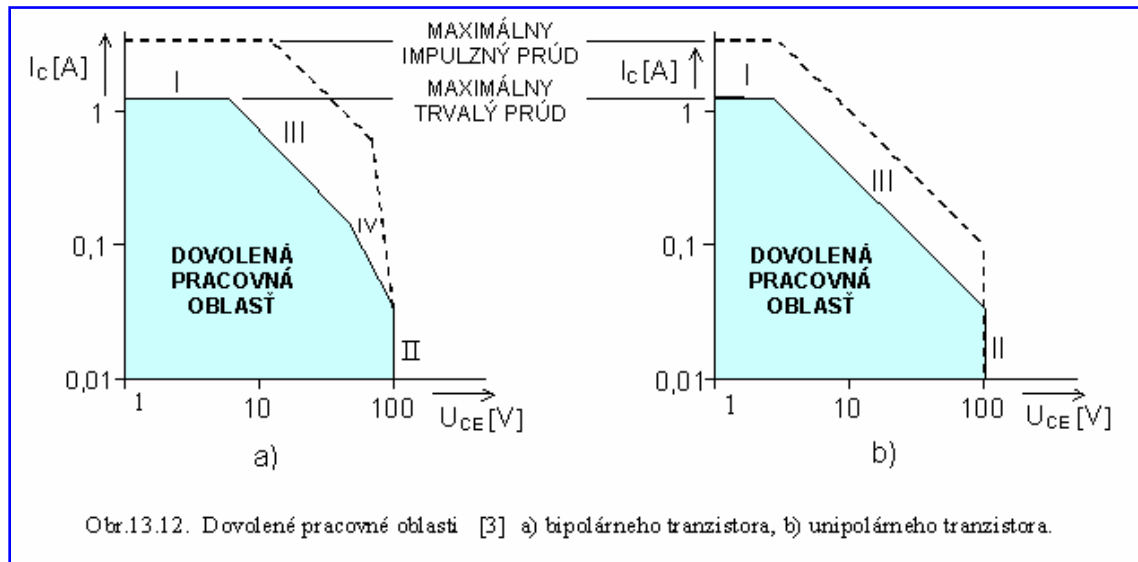
sledovať v logaritmických prevodných charakteristikách [3] na [obr.13.12](#). Pre bipolárne i unipolárne tranzistory platia medzné krivky I, II a III.

Obmedzenie I určuje **maximálny výstupný prúd**.

Obmedzenie II určuje **maximálne výstupné napätie**, dané **prvým prierazom**.

Obmedzenie III predstavuje **celkový stratový výkon** P_{TOT} .

Oproti unipolárnemu tranzistoru má bipolárny tranzistor ďalšie obmedzenie v zaťažení. Je to



vznik **druhého prierazu**, vyvolaného lokálnou koncentráciou prúdu, ktorá vytvorí lokálne prehriatie oblasti priečodu (vznik kanálov, tzv. mikroplazmat), čo vedie k zničeniu tranzistoru. Krivka obmedzenia IV je nedostatkom bipolárnych tranzistorov oproti tranzistorom unipolárnym.

Literatúra ku kapitole 13

- [1] HRIANKA,M.: Elektronické logické obvody, skripá VŠDS Žilina, 1992
- [2] NEUMAN,J., UHLÍŘ.J.: Elektronické systémy II., skriptá ČVUT Praha, 1983
- [3] FRISCH,H.: Základy elektroniky a elektronických obvodů, SNTL Praha 1987

OBSAH

1	REKAPITULÁCIA FYZIKÁLNYCH POZNATKOV O POLOVODIČOCH A PN PRIECHODE	9
1.1	Fermi - Diracova rozdeľovacia funkcia	9
1.2	Driftový a difúzny prúd	9
1.3	Difúzna dĺžka	10
1.4	Einsteinov vzťah	10
1.5	Vzťah koncentrácie n_e a n_d	10
1.6	PN priechod	10
1.7	Voltampérová charakteristika ideálneho PN priechodu a diódová rovnica	12
1.8	Prerazenie PN priechodu	13
2	POLOVODIČOVÉ DIÓDY	15
2.1	Statický a dynamický odpor diódy	15
2.2	Parazitná kapacita polovodičovej diódy	15
2.3	Druhy polovodičových diód	15
2.3.1	Varikap	15
2.3.2	Stabilizačné diódy	16
2.3.3	Usmerňovacie diódy	17
2.3.4	Schottkyho diódy	18
3	BIPOLÁRNE TRANZISTORY	19
3.1	Tranzistorový efekt	19
3.2	Základné zapojenia tranzistorového zosilňovača	21
3.3	Jednosmerné charakteristiky tranzistora	22
3.4	Pracovné oblasti bipolárneho tranzistora, medzné stavy	24
3.5	Parametre tranzistora pri budení striedavým signálom	25
3.6	Dynamické vlastnosti bipolárneho tranzistora	27
4	TRANZISTORY OVLÁDANÉ ELEKTRICKÝM POĽOM	31
4.1	Charakteristické vlastnosti FET tranzistorov	31
4.2	Rozdelenie FET tranzistorov	32
4.3	Princípy činnosti JFET- tranzistora a IGFET- tranzistora	32
4.3.1	Princíp činnosti poľom ovládaného tranzistora s hradlom oddeleným PN priechodom (JFET)	32
4.3.2	Princíp činnosti FET s hradlom oddeleným dielektrikom (IGFET - MISFET prípadne MOSFET)	33
4.4	Obvodové aplikácie tranzistorov ovládaných poľom	34
4.4.1	Unipolárny tranzistor zosilňujúci malé signály	34
4.4.2	Obvod napäťového sledovača	35
4.4.3	Invertor CMOS	36
4.4.4	Ďalšie typy unipolárnych štruktúr	37
5	ZÁKLADNÉ OBVODY S BIPOLÁRNYMI TRANZISTORMI	39
5.1	Nastavenie pracovného bodu tranzistora v zosilňovači	40
5.2	Grafické riešenie zosilnenia v tranzistorovom stupni	42
5.3	Použitie dvojbránových parametrov tranzistora pri analýze tranzistorového stupňa	43
6	NAPÄŤOVÁ A PRÚDOVÁ SPÄTNÁ VÄZBA	47
6.1	Zosilňovač so spätnou väzbou a jeho základná charakteristika	47
6.2	Vplyv spätnej väzby na vlastnosti obvodu	49

6.2.1	Vplyv spätnej väzby na externý napätový prenos.....	49
6.2.2	Vplyv spätnej väzby na kolísanie zosilnenia zosilňovača	49
6.2.3	Vplyv spätnej väzby na vstupnú, výstupnú impedanciu (admitanciu) zosilňovača	50
6.2.4	Vplyv spätnej väzby na frekvenčnú charakteristiku zosilňovača.....	52
6.3	Oscilátory harmonického signálu	54
6.3.1	LC oscilátory	55
6.3.2	RC oscilátory.....	56
7	KOMBINOVANÉ ZOSILŇOVACIE STUPNE	59
7.1	Kombinovaný stupeň SE-SC	59
7.2	Kombinovaný stupeň SC-SE	60
7.3	Kombinovaný stupeň SE-SB.....	60
7.4	Kombinovaný stupeň SC-SB	60
7.5	Kombinovaný stupeň SE-SE.....	61
8	VÝKONOVÉ ZOSILŇOVAČE	63
8.1	Základné zapojenia výkonových zosilňovačov.....	64
8.2	Účinnosť výkonového zosilňovača.....	64
8.3	Výkonový zosilňovací stupeň v triede A s transformátorovou väzbou	66
8.4	Výkonový zosilňovací stupeň v triede B s transformátorovou väzbou	67
8.5	Výkonový zosilňovací stupeň v triede B s komplementárnymi tranzistormi.....	69
8.6	Zníženie prechodového skreslenia vo výkonovom stupni triedy B.....	71
8.7	Zvýšenie odoberaného výkonu vo výkonovom stupni triedy B	72
9	DIFERENČNÉ ZOSILŇOVAČE	75
9.1	Spracovanie signálu v diferenčnom zosilňovači.....	75
9.2	Prenosová charakteristika v diferenčnom zosilňovači.....	77
9.3	Potlačenie súhlasného napätia v diferenčnom zosilňovači	78
9.4	Rýchlosť nábehu (Slew Rate) v diferenčnom zosilňovači	79
9.5	Drift a offset diferenčného zosilňovača	79
10	OPERAČNÉ ZOSILŇOVAČE	81
10.1	Princíp operačného zosilňovača	81
10.2	Ideálny operačný zosilňovač.....	82
10.3	Neinvertujúce zapojenie s ideálnym OZ.....	83
10.4	Neinvertujúce zapojenie s neideálnym OZ.....	83
10.5	Invertujúce zapojenie operačného zosilňovača	86
10.6	Čo sa skrýva v symbolickej značke operačného zosilňovača?.....	88
10.7	Dynamické vlastnosti operačného zosilňovača.....	91
10.8	Potlačenie súčtového napätia a drift operačného zosilňovača	92
10.9	Niektoré základné aplikácie s operačným zosilňovačom	92
11	VIACVRSTVOVÉ SPÍNACIE SÚČIASTKY	97
11.1	Statický a dynamický odpor polovodičových spínacích súčiastok	97
11.2	Typy viacvrstvových spínacích súčiastok.....	97
11.2.1	Trojvrstvový (Diode AC Switch) diak.....	97
11.2.2	Diódový tyristor (dinistor, Shockleyho dióda).....	98
11.2.3	Triodový tyristor (Kremíkový riadený usmerňovací prvok (SCR), tyristor)	99
11.2.4	Asymetrický tyristor - ASCR - Asymmetrical SCR Thyristor	100
11.2.5	GTO tyristor (Gate Turn - Off).....	100
11.2.6	Quadrac (kvadراك)	101
12	OPTOELEKTRONICKÉ SÚČIASTKY	103

12.1	Fyzikálne princípy polovodičových detektorov a zdrojov žiarenia.....	103
12.2	Fotodetektory	104
12.2.1	Druhy fotodetektorov.....	105
12.3	Polovodičové generátory optického žiarenia.....	106
12.3.1	Druhy generátorov optického žiarenia	107
13	TRANZISTOROVÉ SPÍNAČE.....	109
13.1	Ideálny a reálny spínač	109
13.2	Bipolárny tranzistor v zapojení SE ako spínač.....	109
13.3	Statické vlastnosti spínacích tranzistorov	110
13.4	Dynamické vlastnosti spínačov	112
13.5	Metódy zrýchlenia spínacích intervalov	113
13.6	Bipolárny tranzistor ako spínač indukívnej záťaže.....	115
13.7	Bipolárny tranzistor ako spínač kapacitnej záťaže.....	115
13.8	Spínače s unipolárnymi tranzistormi	116
13.9	Dovolené pracovné oblasti spínacích tranzistorov.....	116